TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2023

SAE PARCOURS ESE
Etude d'un système radar doppler



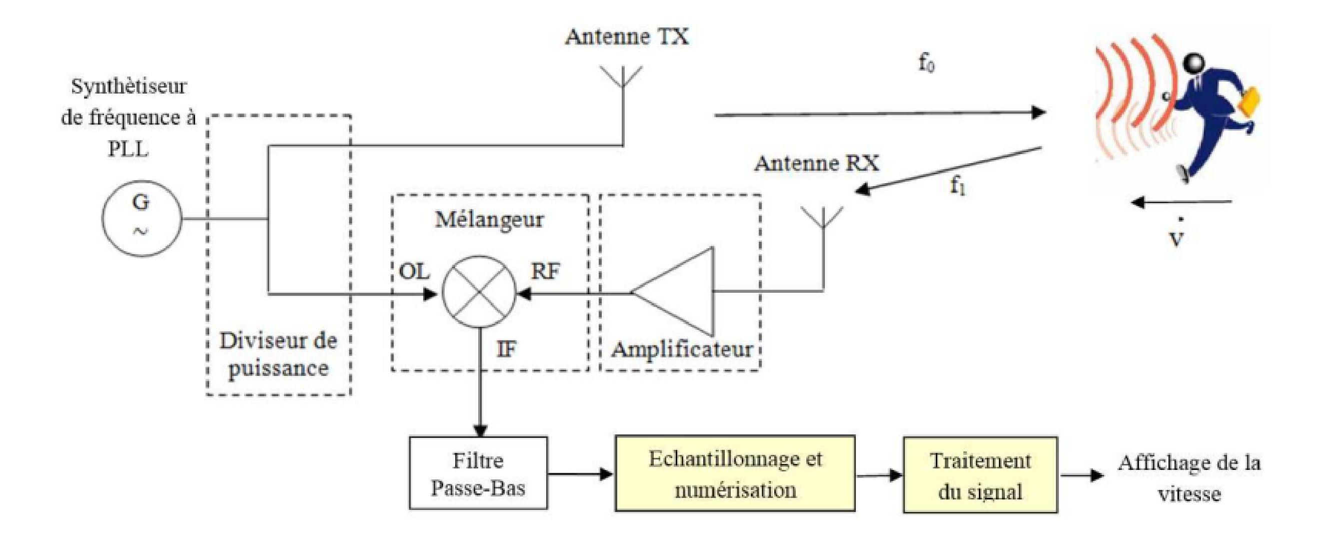
PREMIERE PARTIE : REALISATION DU RADAR DOPPLER

AJUALIP Carlos, TIMOCHENKO Sergey

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

Introduction :

Le système étudié est un système radar Doppler ; l'objectif est de récupérer la fréquence doppler, de la mesurer et d'en déduire la vitesse de la cible. Le schéma de réalisation pourrait être le suivant ; des améliorations pourront être apportées afin d'optimiser les performances.



La fréquence d'émission choisie devra être commune à la bande de fréquence du synthétiseur à PLL, des composants et à celle des antennes d'émission et de réception fournie, voisine de 900 MHz. On la choisira comprise entre 800 MHz et 1 GHz.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

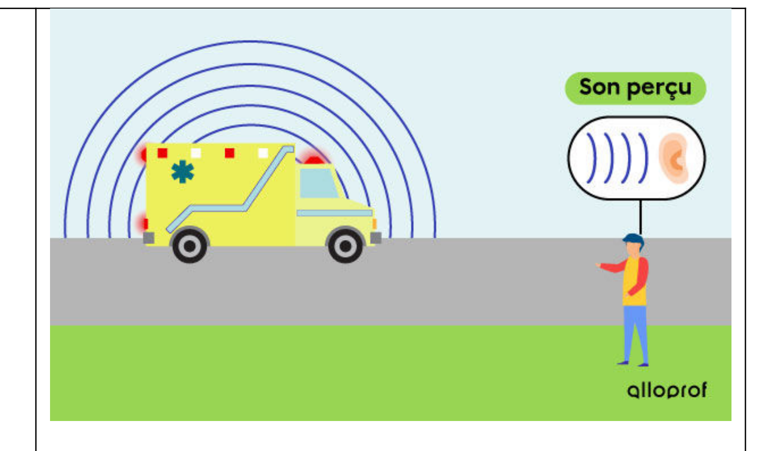
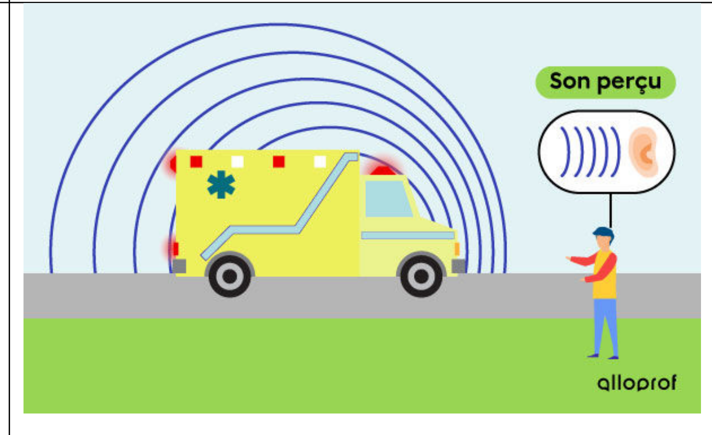
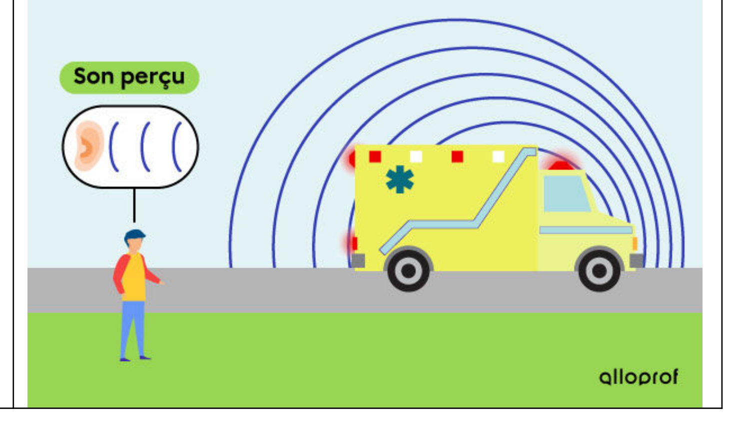
I – PRINCIPE

L'**effet Doppler** correspond au phénomène physique selon lequel la fréquence d'une onde semble modifiée lorsque la source émettrice de l'onde et/ou l'observateur de l'onde sont en mouvement.

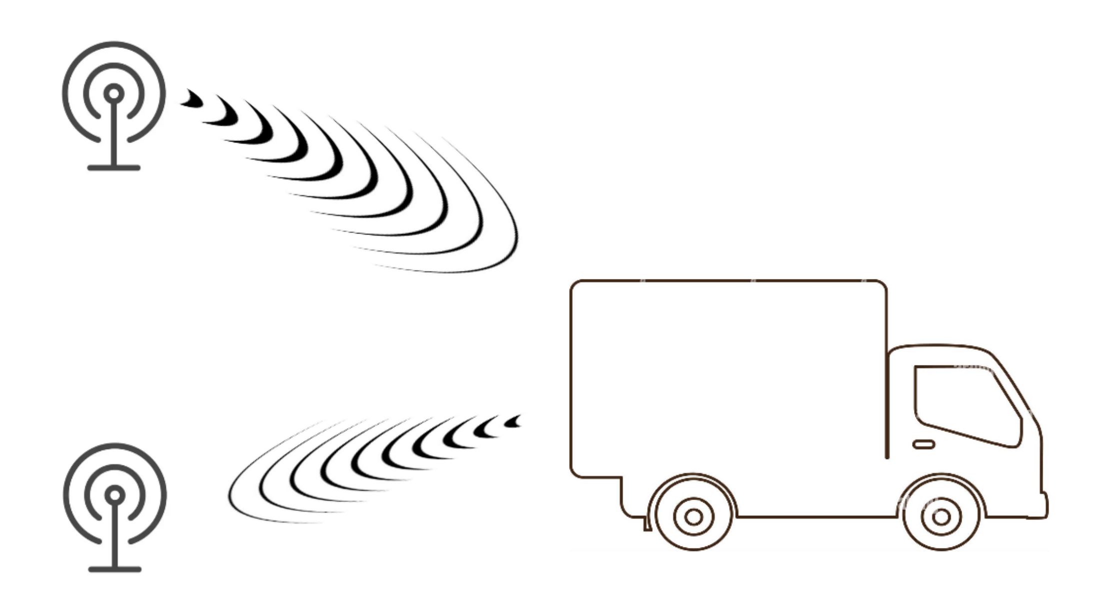
La déformation d'une onde peut être perçue lorsqu'une onde mécanique, comme le son, ou une onde électromagnétique, comme la lumière visible, est émise.

Exemple :

Lorsqu'une ambulance s'approche d'un passant, celui-ci perçoit que le son de l'ambulance est plus aigu que lorsque l'ambulance est immobile. Lorsque l'ambulance s'éloigne du passant, il perçoit que le son de l'ambulance devient plus grave.
Dans ces cas, la tonalité perçue par le passant est différente de la tonalité réelle du son émis par l'ambulance.

Lorsque l'ambulance (source du son) et l'observateur sont immobiles, la perception des ondes sonores émises par l'ambulance n'est pas affectée. La longueur d'onde λ perçue est alors la même que la longueur d'onde émise par l'ambulance.	
Du point de vue de l'observateur immobile, lorsque l'ambulance se dirige vers lui, les ondes émises semblent se contracter. Cela signifie que pour l'observateur, la longueur d'onde semble plus courte et la fréquence, plus grande. Le son est alors perçu comme plus aigu.	
Lorsque l'ambulance s'éloigne de l'observateur immobile, les ondes semblent s'étirer, et la longueur d'onde perçue est plus grande. Cela signifie que la fréquence perçue par l'observateur est plus petite. Le son semble alors plus grave.	

Avec le radar doppler on cherche à envoyer une onde sonore avec une antenne émettrice et l'onde réfléchie par la cible vas nous donner l'information permettant de savoir la vitesse de la cible et savoir si elle s'éloigne, s'approche ou si elle est statique.



1 - Choix de la fréquence d'émission

Chaque binôme devra choisir une fréquence d'émission f0 conforme aux caractéristiques des antennes fournies, des composants et à la plage de fonctionnement de la PLL (750 MHz à 1 GHz).

- Compte-tenu de la documentation constructeur des antennes, choisir une fréquence d'émission.

+9dBi Log Periodic Antenna

Features

- Freq Range 860-960, 1710-2500MHz
- Log Period Yagi Directional
- Dims: 290 x 200 x 60mm
- H: 45deg, V: 45deg
- Active gain: +9dBi
- Aluminium
- VSWR <1.8



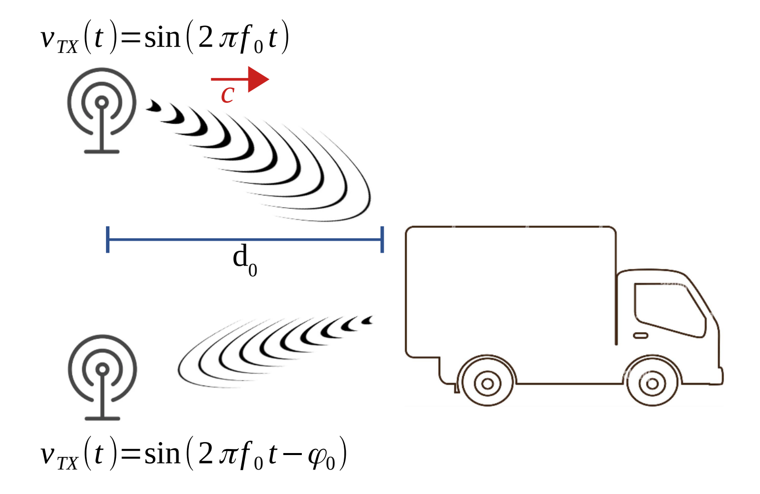
A partir des caractéristiques des antennes fournies, nous avons fait le choix d'utiliser une fréquence F0 de 800 MHz.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2 - Effet Doppler

- Le déphasage φ_0 introduit par la propagation du signal entre l'antenne Tx et l'antenne Rx est t_p (le temps de propagation de l'onde dans le vide).

$$\varphi_0 = \frac{\Delta t}{T} \times 360 = 2 \times t_p \times f_0 \times 360 = \frac{2 d_0}{c} \times f_0$$



- Si la cible se déplace à la vitesse v en s'éloignant du radar, l'expression du déphasage ϕ en fonction de d_0 et v va changer :

La distance entre le radar et la voiture augmentera au fil du temps et les ondes devront traverser une distance qui augmente au fil du temps. Le dephasage entre le signal RX et le signal TX augmentera au fil du temps a cause de l'augmentation de la distance a parcourir pour les ondes.
Pour trouver la valeur de la distance que devra parcourir une one emise a l'instant *t* nous :

- Cherchons la distance parcourue par le vehicule a l'instant *t* :
  $d_{camion} = v \times t$

- Calculons la distance entre le radar et le vehicule a l'instant *t* :
  $d_{RADAR\ et\ camion} = d_0 + v \times t$

- Cherchons la distance que l'onde emise a l'instant *t* aura parcouru avant de toucher le camion :
  L'onde emise a l'instant t devra rattraper le camion pendant qu'il roule.
  Pendant que l'onde se propage dans l'air le camion s'eloigne. Ainsi, la distance a parcourir augmente plus le camion est rapide et plus la distance initiale est grande.
  Au bout du temps de propagation t_p l'onde aura rattrapé le camion qui aura traversé une distance pendant le trajet de l'onde :
  $c \cdot t_p = d_0 + v \cdot t + v \cdot t_p$

  $c \cdot t_p - v \cdot t_p = d_0 + v \cdot t$

  On retrouve l'expression du temps de propagation en fonction du temps et de la vitesse du camion :
  $t_p = \frac{d_0 + v \cdot t}{c - v}$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

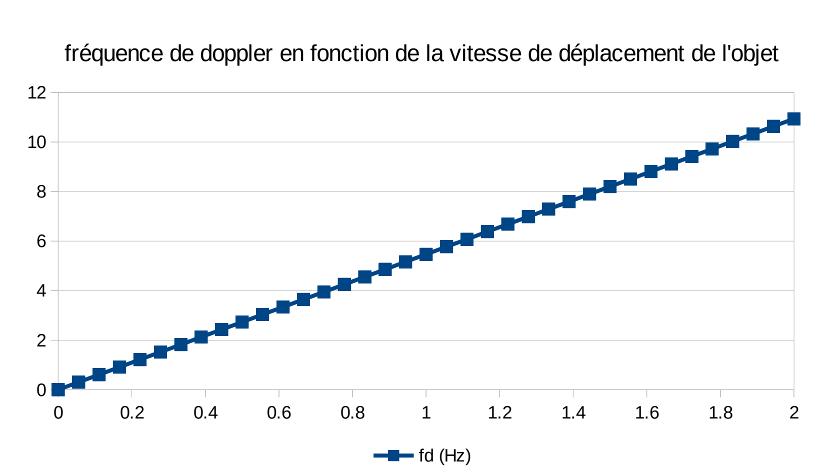
Le dephasage sera :

$$\varphi(t)=\frac{\Delta t}{T}\times 360=\frac{2t_p}{T}\times 360=2\times f_0\times 360\left(\frac{d_0+v\cdot t}{c-v}\right)$$

- La plage de variation de la frequence Doppler pour une vitesse variant de 0 a 7 km/h est : entre 0 et 10,93 Hz

- Courbe de la fréquence doppler f d en fonction de la vitesse pour v variant de 0 à 2 m/s = 7.2 km/h :

v (km/h)	v (m/s)	fd (Hz)
0	0	0
0.2	0.06	0.3
0.4	0.11	0.61
0.6	0.17	0.91
0.8	0.22	1.21
1	0.28	1.52
1.2	0.33	1.82
1.4	0.39	2.13
1.6	0.44	2.43
1.8	0.5	2.73
2	0.56	3.04
2.2	0.61	3.34
2.4	0.67	3.64
2.6	0.72	3.95
2.8	0.78	4.25
3	0.83	4.56
3.2	0.89	4.86
3.4	0.94	5.16
3.6	1	5.47
3.8	1.06	5.77
4	1.11	6.07
4.2	1.17	6.38
4.4	1.22	6.68
4.6	1.28	6.99
4.8	1.33	7.29
5	1.39	7.59
5.2	1.44	7.9
5.4	1.5	8.2
5.6	1.56	8.5
5.8	1.61	8.81
6	1.67	9.11
6.2	1.72	9.41
6.4	1.78	9.72
6.6	1.83	10.02
6.8	1.89	10.33
7	1.94	10.63
7.2	2	10.93



La courbe est lineaire

3 - Réalisation

Montrer que le schéma de réalisation proposé permet de récupérer, en sortie du filtre passe-bas, un signal dont la fréquence est la fréquence Doppler.

Un signal sinusoïdal de fréquence f0 est émis par l'antenne émettrice.

Un signal de fréquence f_{RX}= f0 ± fd est reçu par l'antenne réceptrice si le cible s'éloigne la fréquence doppler va être négative, par contre si la cible s'approche la fréquence doppler va être positive.

Le mélangeur fait une opération de multiplication des deux signaux OL(t) et RF(t)

sachant que l'allure du signal f_{RX} sera la même que l'allure du signal f0, alors ils sont tous les deux sinusoïdaux.

Le signal en sortie du mélangeur IF sera un produit de deux sinusoïdes.

On prend $OL(t)= OL\cos(\omega_{OL}\, t)$ et $RF(t)= RF\cos(\omega_{RF}\, t)$

On fait une opération multiplication des deux signaux :

$$IF=OL\cos(\omega_0\, t) \times RF\cos(\omega_{RF}\, t)$$
$$IF=OL\cos(2\pi f_0\, t) \times RF\cos(2\pi f_{RX} t)$$
$$IF=OL\cos(2\pi f_0\, t) \times RF\cos(2\pi f_0 \pm f_d\, t)$$

On connait que : $$cos(a)\cdot cos(b)=\frac{1}{2}cos(a+b)+\frac{1}{2}cos(a-b)$$

$$IF=OL \times \mathrm{RF}\left(\cos(2\pi f_0 \mathrm{t}) \times \cos(2\pi f_0 \pm f_\mathrm{d} t)\right)$$
$$IF=OL \times \mathrm{RF}\left(\frac{1}{2}\cos(2\pi f_0 \mathrm{t} + 2\pi f_0 \pm f_\mathrm{d} t) + \frac{1}{2}\cos(2\pi f_0 \mathrm{t} - 2\pi f_0 \pm f_\mathrm{d} t)\right)$$
$$IF=OL \times \mathrm{RF} \times \frac{1}{2}\left(\cos(2\pi(f_0+f_0 \pm f_\mathrm{d})t)+\cos(2\pi(f_0-f_0 \pm f_\mathrm{d})t)\right)$$

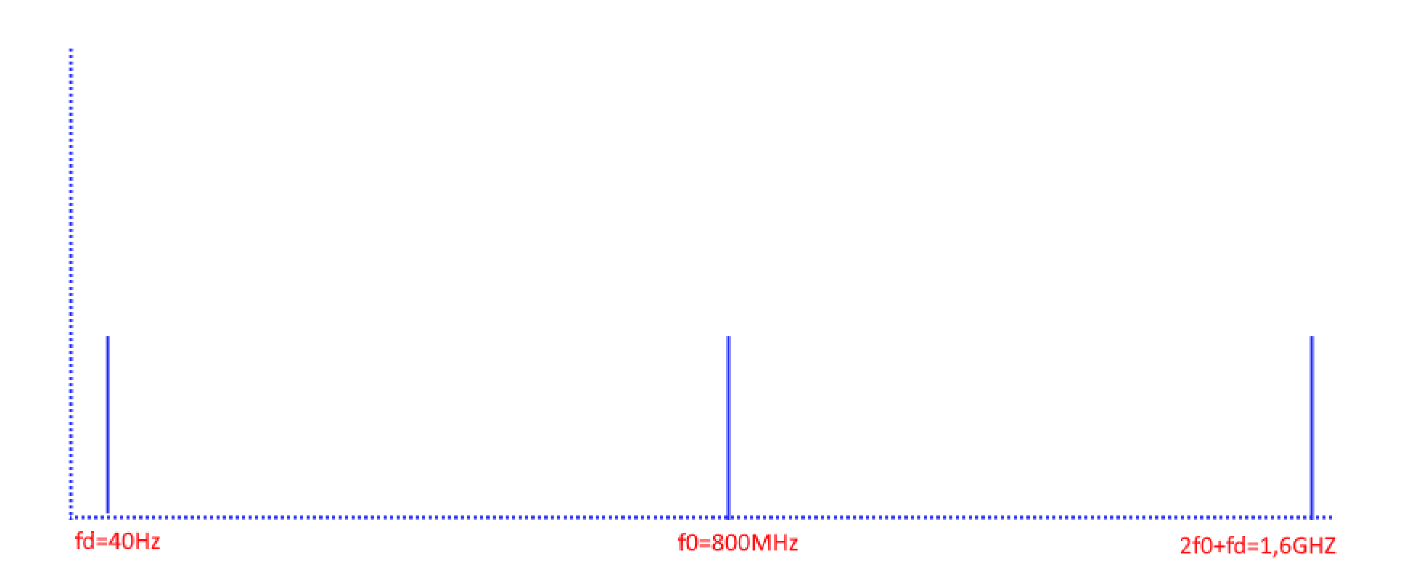
Il s'agit alors d'une translation du signal en fréquence dans un cas commun on s'attend à voir un spectre avec 2 rai autour de f_0 une rai à (f_0 +f) et l'autre à (f_0 - f) mais dans notre montage ce n'est pas le cas :

premier rai : $f_0+f_{RX}=f_0+f_0-f_d=2f_0 \pm f_d$

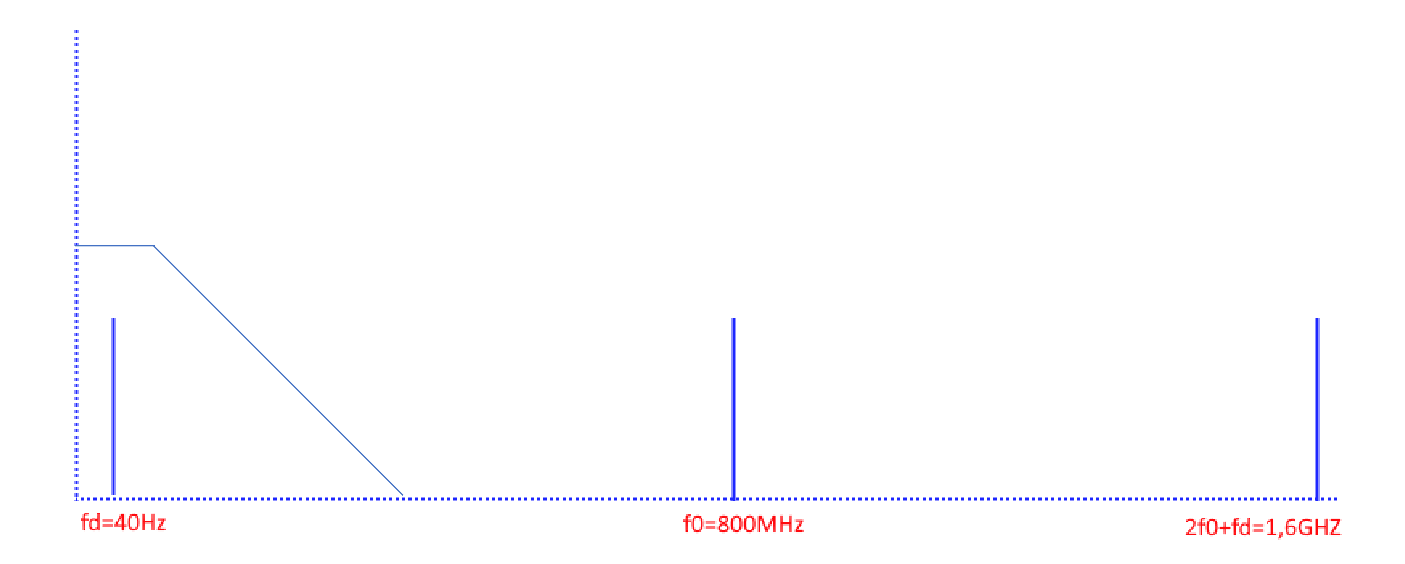
deuxième rai : $f_0-f_{RX}=f_0-f_0-f_d= \pm f_d$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

dans une représentation spectrale on trouvera :



Avec un filtre passe-bas à la sortie du mélangeur on pourra bien récupérer la fréquence doppler et donc en déduire la vitesse du cible :



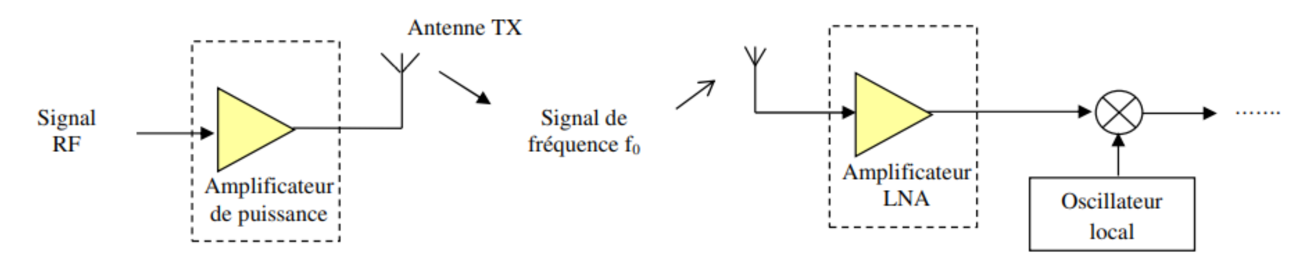
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

II - ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR

1. CARACTERISTIQUES D'UN AMPLIFICATEUR

1 - Applications

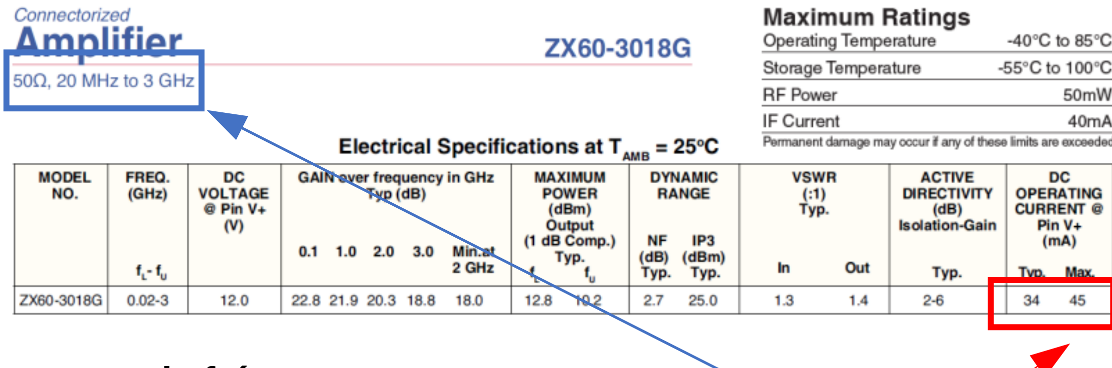
Les amplificateurs HF sont souvent utilisés comme dernier étage dans les émetteurs (amplificateur de puissance large bande) ou comme premier étage au niveau d'un récepteur : LNA (Low Noise Amplifier).



On étudiera l'amplificateur ZX60 – 3018G utilisé dans le projet.

Un extrait de la documentation constructeur est donné ci-dessous :





Connectorized **Amplifier**

50Ω, 20 MHz to 3 GHz

ZX60-3018G

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
IF Current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Electrical Specifications at T_{AMB} = 25°C

MODEL NO.	FREQ. (GHz)	DC VOLTAGE @ Pin V+ (V)	GAIN over frequency in GHz Typ (dB)					MAXIMUM POWER (dBm) Output (1 dB Comp.) Typ.		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		ACTIVE DIRECTIVITY (dB) Isolation-Gain	DC OPERATING CURRENT @ Pin V+ (mA)	
	f_L - f_U		0.1	1.0	2.0	3.0	Min. at 2 GHz	f_L	f_U	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Typ.	Typ.	Max.
ZX60-3018G	0.02-3	12.0	22.8	21.9	20.3	18.8	18.0	12.8	10.2	2.7	25.0	1.3	1.4	2-6	34	45

2 - La gamme de fréquence

La bande passante garantie par le constructeur est de 20 MHz à 3 GHz dans notre cas on travaille avec des fréquences inferieurs à 3GHz.

3 - La tension d'alimentation

Un amplificateur doit être polarisé : il faut lui appliquer une tension d'alimentation et lui fournir un courant. On peut en déduire la puissance d'alimentation nécessaire.

L'amplificateur doit être polarisé avec une tension de 12 V on peut en déduire la puissance MAX d'alimentation à partir de la tension d'alimentation et le courant d'utilisation MAX soit 45mA

P = U x I = 12 x 0,045 = 0,54 W MAX

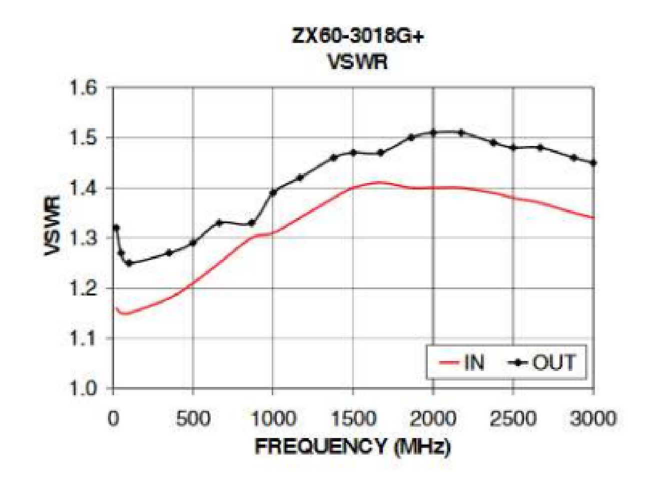
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

4 - Les paramètres S

a) L'adaptation en entrée et en sortie

L'adaptation de l'amplificateur est souvent définie par son VSWR en entrée et en sortie : $VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}$. On peut en déduire la valeur du module de S_{11}.

La figure ci-contre donne l'évolution du VSWR des ports d'entrée et sortie en fonction de la fréquence :



On détermine le module des paramètres S correspondants à 1GHz :

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}$$

$$1+|S_{11}| = VSWR \times (1-|S_{11}|)$$

$$1+|S_{11}| + VSWR(|S_{11}|) = VSWR$$

$$|S_{11}| + VSWR(|S_{11}|) = VSWR-1$$

$$|S_{11}|(1+VSWR) = VSWR-1$$

$$|S_{11}| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1}$$

VSWR IN @ 1 Ghz= 1.31
VSWR OUT @ 1 Ghz= 1.4

INPUT:

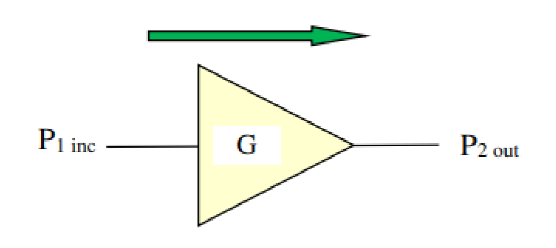
$$|S_{11}| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} = \frac{1.31-1}{1.31+1} = \frac{0.31}{2.31} \simeq 0{,}134$$

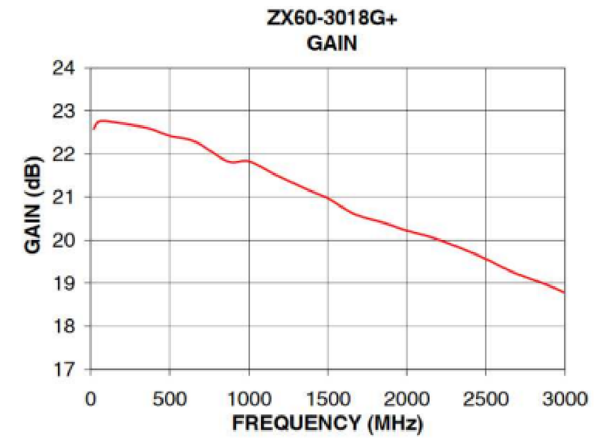
OUTPUT

$$|S_{22}| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} = \frac{1.4-1}{1.4+1} = \frac{0.4}{2.4} \simeq 0{,}1667$$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

Le gain se définit dans la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur :





$$G_{dB} = 10\log\left(|S_{21}|^2\right) = 10\log\left(\frac{P_{2\ out}}{P_{1\ inc}}\right) = P_{2\ out\,dBm} - P_{1\,inc\ dBm}$$

b) Le gain

On détermine le module du paramètre S21 correspondant à 1 GHz :

$$G_{dB} = 10\,log(|S_{21}|^2) = 21{,}8\,dB$$

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{10^{G_{dB}}}{10}} = \sqrt{\frac{10^{21{,}8}}{10}} = 10^{\frac{\frac{21{,}8}{10}\times 1}{2}} = \frac{10^{21{,}8}}{20} = 12{,}30269$$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

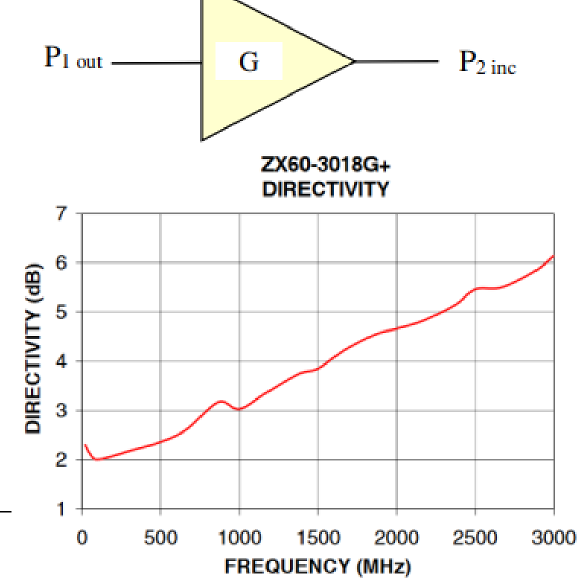
c) L'isolation

Le paramètre $\underline{S}_{12}$ est le rapport entre l'onde qui apparait sur le port d'entrée par rapport à l'onde incidente présente sur le port de sortie.

L'isolation traduit l'aptitude de l'amplificateur à empêcher la remontée d'un signal du port de sortie vers le port d'entrée. On la définit de la façon suivante :

$$\mathbf{I}_{\mathbf{dB}} = -10\log\left(\left|\underline{S}_{12}\right|^2\right) = -10\log\left(\frac{P_{1\,out}}{P_{2\,inc}}\right)$$

poly_ESE_radar-23.doc - 6/ 18 -



Le constructeur donne la directivité D en dB de l'amplificateur. La relation entre gain, directivité et isolation est la suivante :

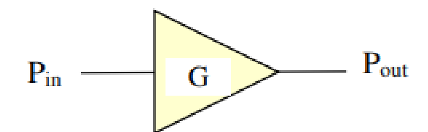
I dB = G dB + D dB

On détermine la valeur de l'isolation à 1 GHz et on en déduite le module du paramètre S correspondant :

$$I_{dB}=G_{dB}+D_{dB}=21,8+3=24,8\,dB$$

$$|\underline{S}_{12}|=\sqrt{\frac{10^{-I_{dB}}}{10}}=\sqrt{\frac{10^{-24,8}}{10}}=10^{\frac{\frac{-24,8}{10}\times 1}{2}}=\frac{10^{-24,8}}{20}\simeq 0,0575$$

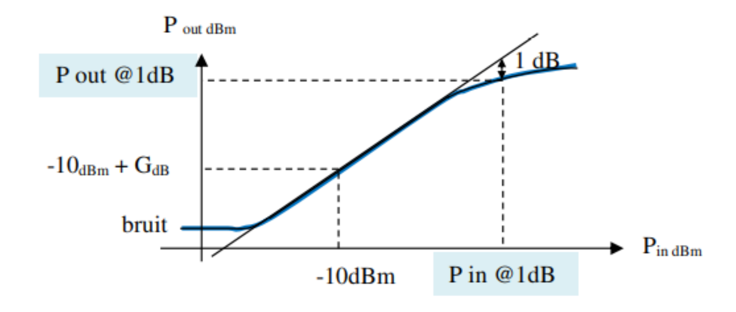
5 - Point de compression à 1 dB



Le gain $G_{dB} = 10\log\left(|S_{21}|^2\right) = 10\log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) = P_{out\,dBm} - P_{in\,dBm}$

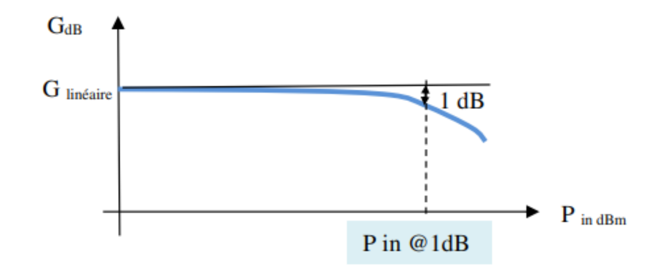
$\Rightarrow \quad P_{out\,dBm} = P_{in\,dBm} + G_{dB}$ dans la zone linéaire

$\Rightarrow$ La courbe $P_{out\,dBm}$ en fonction de $P_{in\,dBm}$ est une droite de pente +1 si l'amplificateur fonctionne en régime linéaire.



Lorsque la puissance d'entrée augmente la courbe réelle s'écarte de la courbe théorique linéaire ; on définit le point de compression à 1 dB qui correspond à un écart de 1 dB entre les 2 courbes.

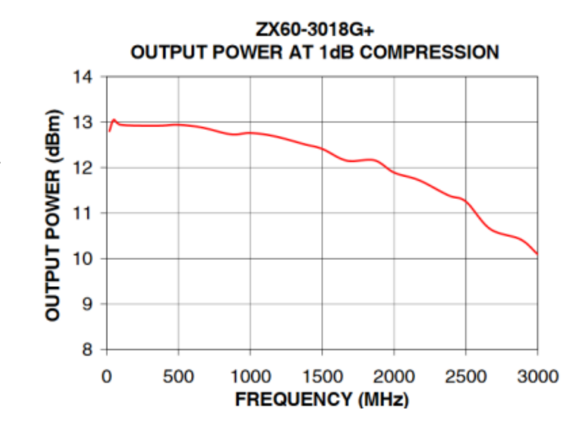
$Pout_{@1\,dB} = Pin_{@1dB} + G_{@1dB}$



Lorsque la puissance d'entrée atteint $P_{in\,@1dB}$, le gain a perdu 1 dB par rapport à sa valeur en fonctionnement linéaire :

$G_{@1dB} = G_{linéaire} - 1\text{ dB}$

La courbe donnant l'évolution du point de compression en sortie en fonction de la fréquence est donnée ci-contre :



On cherche la valeur du point de compression pour $P_{Out@1GHz}$:

f = 1 GHz

$P_{out@1dB} = 12{,}8\,dBm$

Ensuite nous avons en déduite la valeur de $P_{in@1dB}$

$P_{in@1dB} = P_{out\,@1dB} - G_{@1dB}$

$G_{@1dB} = G_{@1GHz} - 1\,dB = 21{,}9 - 1 = 20{,}9\,dB$

$P_{in@1dB} = P_{out\,@1dB} - G_{@1dB} = 12{,}8 - 20{,}9 = -8{,}1\,dBm$

La puissance P_{in} à ne pas dépasser en entrée est

$P_{in} = P_{in@1dB} - 10\,dB = -8{,}1 - 10 = -18{,}1\,dBm$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2. MESURES DES CARACTERISTIQUES D'UN AMPLIFICATEUR

a) Mesure des paramètres S à l’analyseur de réseau

Nous avons utilisé un analyseur de réseau pour mesurer les paramètres S de l’amplificateur.

La procédure est simple :

Tout d’abord il est importante d’étalonner l’analyseur de réseau, pour cela on utilisé un kit d’étalonnage spécifique.
On fait les étalonnages en mode court-circuit, circuit ouvert, et traversant.

Suite au étalonnage on peut en suite mesurer correctement les paramètres S des composants.
Pour un amplificateur. Le paramètre S qui va nous intéresser le plus, c’est le paramètre S_{21}.

On branche les deux canaux de l’analyseur de réseau au deux branches de l’amplificateur.
Avant de mettre l’amplificateur sous tension on prend quelques précautions.

Précautions prises :

- 26 dBm max pour toutes les entrées de l'analyseur de réseau.
- Il faut faire attention que les signaux ne dépassent pas 26 dBm à toutes les entrées. Un signal est envoyé à l'entrée de l'amplificateur, à sa sortie est un signal amplifié connecté à une autre entrée de l'analyseur de réseau. On prend un marge de sécurité de 5 dB, donc le signal de sortie de l'amplificateur ne doit pas dépasser 26 – 5 = 21 dBm. Sachant que le gain correspondant à l'amplification de l'amplificateur est de 21,6 dB pour des signaux de fréquences proches de 1 Ghz, le signal en entrée ne doit pas dépasser 21 – 21,6 = -0,6 dBm.
- Nous faisons un balayage en puissance de -20 dBm à -5 dBm, donc théoriquement, le signal en sortie ne va pas dépasser -5 + 21,6 = 16,6 dBm.

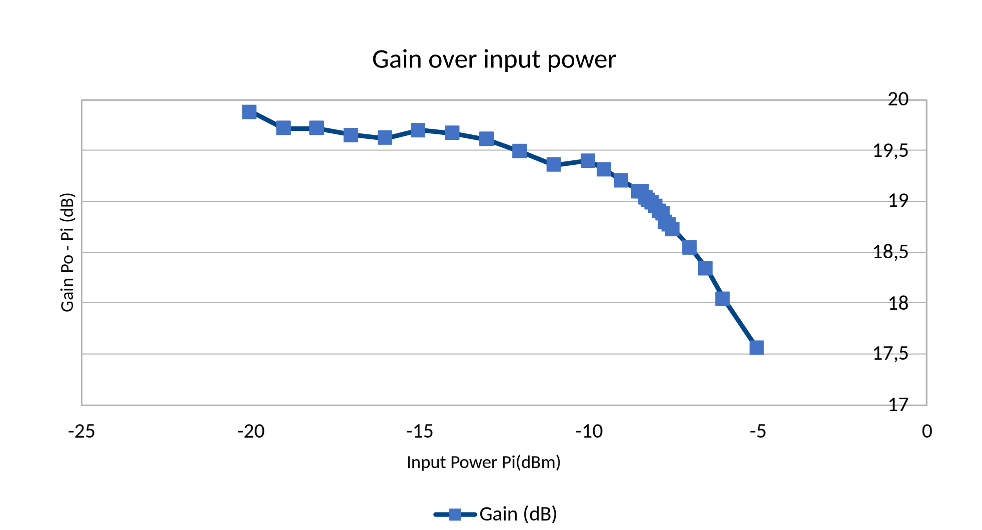
En prenants les précautions précédemment évoque on peut mettre l’amplificateur sous tensions et analyser les résultats.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

b) Point de compression

En faisant un balayage en puissance à l'entrée de l'amplificateur et on mesure me valeur en sortie, puis en réalisant une soustraction P_{Out}-P_{Int} on va connaitre la valeur de l'amplification en dB.
Quand la valeur de l'amplification en dB est égale à la valeur de l'amplification Max moins 1dB, c'est le moment du point de compression.

Pi(dBm)	Po (dBm)	Gain (dB)
-20	-0,12	19,88
-19	0,72	19,72
-18	1,72	19,72
-17	2,65	19,65
-16	3,62	19,62
-15	4,7	19,7
-14	5,67	19,67
-13	6,61	19,61
-12	7,49	19,49
-11	8,36	19,36
-10	9,4	19,4
-9,5	9,81	19,31
-9	10,2	19,2
-8,5	10,6	19,1
-8,4	10,7	19,1
-8,3	10,74	19,04
-8,2	10,81	19,01
-8,1	10,89	18,99
-8	10,95	18,95
-7,9	11,01	18,91
-7,8	11,08	18,88
-7,7	11,1	18,8
-7,6	11,17	18,77
-7,5	11,23	18,73
-7	11,55	18,55
-6,5	11,84	18,34
-6	12,04	18,04
-5	12,56	17,56



Nous trouvons un point de compression de -7.8 dBm car
La valeur du gain qui correspond à la valeur de la puissance en entré pour attendre le point de compression est :
19,88 - 1 = 18,88 .

D'après la documentation constructeur, c'est 12.8 – (21.9 – 1) = 12.8 – 20.9 = -8.1 dBm.

III - MISE EN ŒUVRE DU RADAR DOPPLER

Le diviseur de puissance répartit la puissance en entrée pratiquement équitablement entre les deux sorties, et la puissance à chaque sortie est la moitié de la puissance d'entrée, en assumant que les deux sorties sont connectées à des charges de 50 OHM.
On peut dire que la puissance en dBm à chaque sortie est égale à la puissance en entrée en dBm – 3dB.

La puissance de polarisation du port OL du mélangeur est de 7dBm. Donc nous allons essayer de faire en sorte que la puissance en entrée du port OL du mélangeur soit égale à 7 dBm.
D'après le schéma donné au début du sujet, le port OL du mélangeur est connecté à une des sorties du diviseur de puissance.

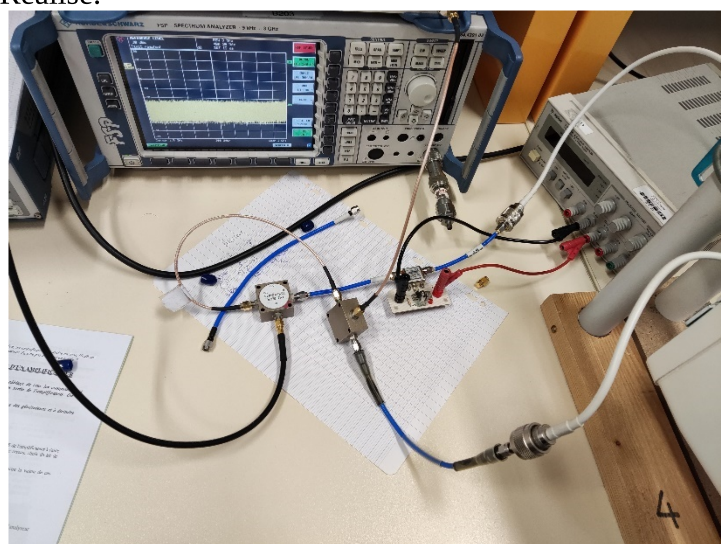
Pour déterminer quelle puissance régler pour le signal d'entrée, nous savons que le signal généré arrive dans le port d'entrée du div. de puissance. Pour que la puissance de polarisation du mélangeur soit = 7dBm, le signal d'entrée du diviseur de puissance doit etre le double, donc 7 + 3 = 10 dBm (un gain de +3dBm correspond à une amplification par 2). On prend en compte aussi qu'il existe des pertes de transmission entre l'entrée et une sortie du diviseur de puissance, d'après les mesures effectuées à l'analyseur de réseau. Donc le signal d'entrée doit avoir une amplitude suffisamment grande pour compenser les pertes de transmission.

Avant d'appliquer la théorie nous allons mesurer expérimentalement le rapport entre le signal d'une des sorties et le signal d'entrée du diviseur de puissance pour déterminer l'amplitude du signal d'entrée à appliquer pour avoir 7 dBm en sortie.

Nous avons trouvé environ 12,9 dBm pour avoir 7dBm à chaque sortie.



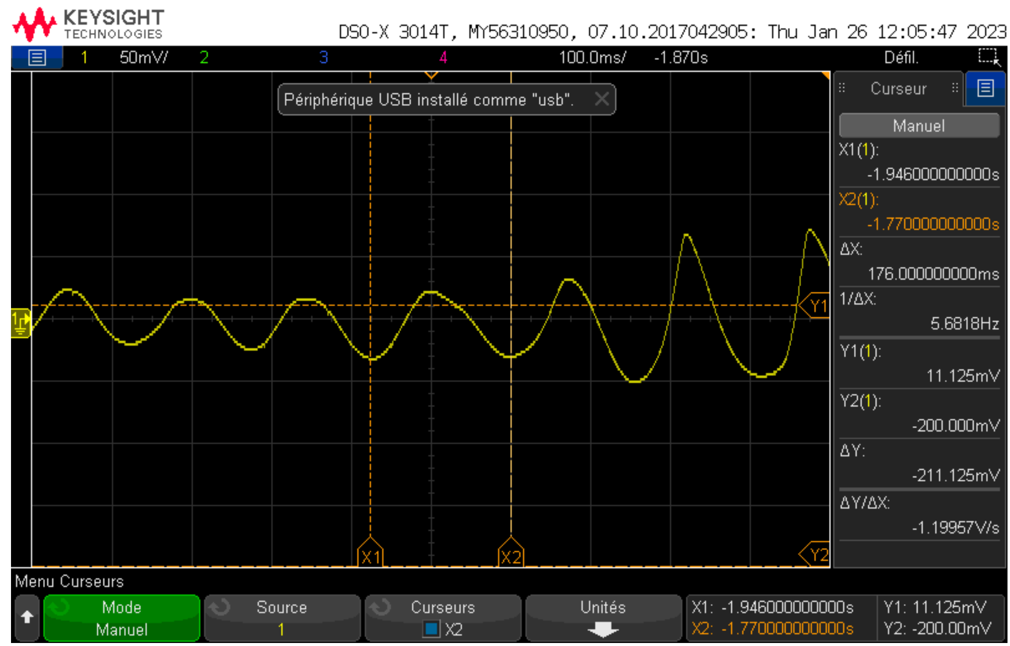
LE MONTAGE EST Réalisé.



Le signal en sortie du mélangeur... spectre ... récupérer la fréquence Doppler, qui correspond à la vitesse de déplacement de la cible devant le radar. Fréquence Doppler se situe en basses fréquences pour des cibles assez lentes, donc un oscilloscope suffit pour mesurer le signal de fréquence Doppler.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

Nous réglons l'oscilloscope avec l'entrée 50Ω et on se met en mode AC pour enlever la composante continue.
On visualise le signal dans différents mouvements :



Quand la vitesse de la cible est grande, la fréquence mesurée est + haute

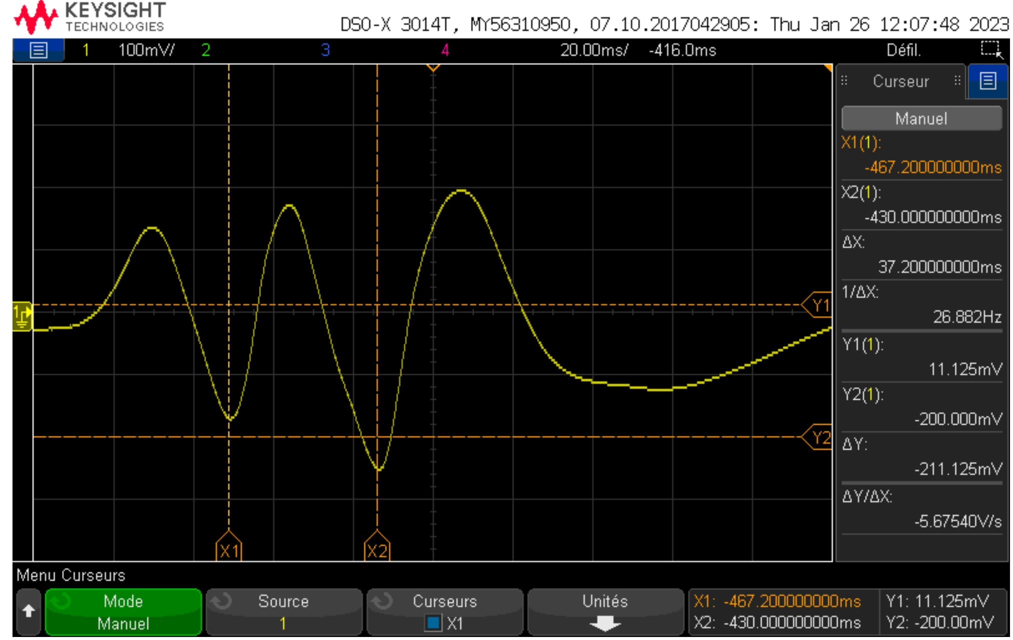
Quand la vitesse de la cible est faible, la fréquence mesurée est – haute.

Si la cible est arrêtée nous ne mesurons qu'une composante continue.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

On essaye ensuite de mesurer la vitesse à partir de la fréquence mesuré :





On prendre une période et on calcule la fréquence à l'aide des curseurs.
Ensuite on utilise la formule suivante pour connaitre la vitesse du cible :

On estime expérimentalement la portée maximale du radar sachant que l'on on souhaite récupérer un signal de valeur efficace minimale 20 mV sur le port IF du mélangeur.

D'après l'expérimentation on retrouve une porte de 1,1 m pour valeur peak to GND minimale de 20 mV (40 mV peak to peak)

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

DEUXIEME PARTIE : REALISATION DE L'OSCILLATEUR LOCAL

SYNTHESE DE FREQUENCE

On souhaite réaliser l'oscillateur local de l'émetteur et du récepteur à l'aide d'une PLL programmable. PLL = Phase Locked Loop = Boucle à verrouillage de phase

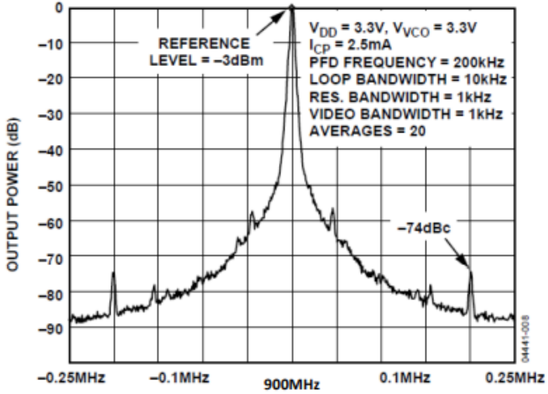
I - GENERALITES

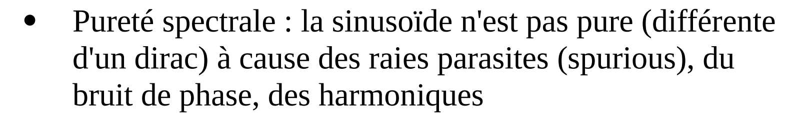
But : Générer un signal sinusoïdal de fréquence réglable.

1 – Caractéristiques d'un synthétiseur de fréquence

- Plage de synthèse : plage de fréquences pouvant être générées

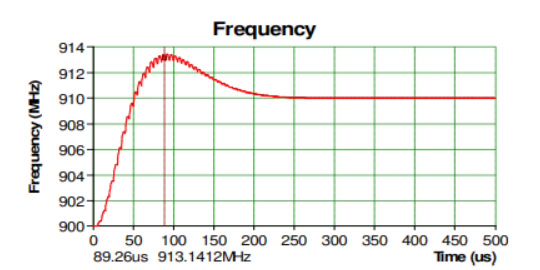
- Pas de synthèse : espacement entre les différentes fréquences synthétisables (qui correspond en général à l'espacement entre les canaux)





- Pureté spectrale : la sinusoïde n'est pas pure (différente d'un dirac) à cause des raies parasites (spurious), du bruit de phase, des harmoniques

- Stabilité en fréquence : dérive de la fréquence avec la température, le vieillissement…



- Temps d'établissement : temps mis par l'oscillateur pour se stabiliser à la fréquence désirée lors d'un saut de fréquence (changement de canal par exemple)

2 – Les différents types d'oscillateurs

Il existe 4 principales méthodes pour la synthèse de fréquence :

- Oscillateur à circuit résonant LC (ajustement de la fréquence d'oscillation par diode Varicap pour les VCO) : on peut synthétiser "toutes les fréquences" mais la stabilité en fréquence est médiocre

- Oscillateur à quartz : seules certaines fréquences sont disponibles et elles sont inférieures à 100 MHz ; l'avantage est la stabilité en fréquence

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

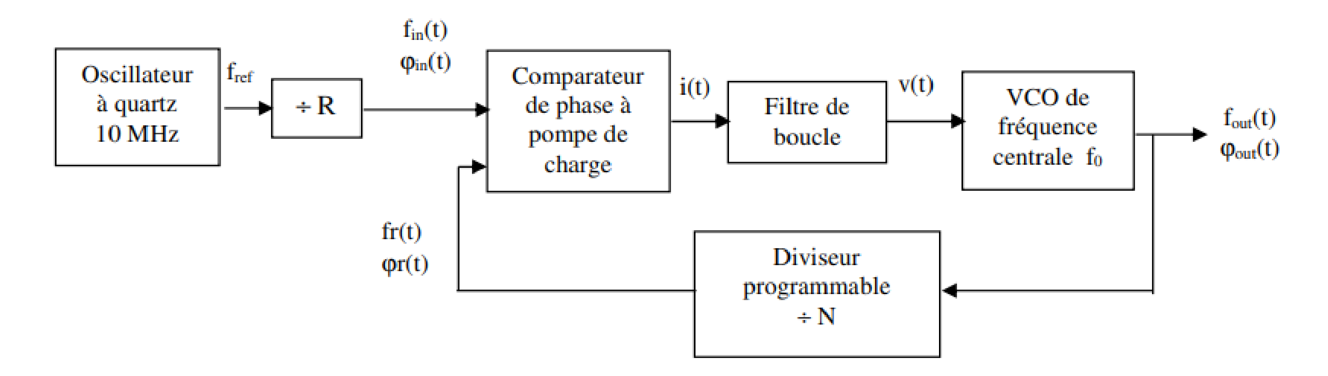
- PLL programmable : ce type de synthétiseur permet d'allier les qualités d'un oscillateur à quartz (stabilité de la fréquence), la souplesse d'un oscillateur LC, la synthèse de fréquences élevées (jusqu'à plusieurs GHz)

- La synthèse numérique directe (DDS : Direct Digital Synthesis) : génération numérique d'un signal sinusoïdal puis conversion numérique analogique ; on atteint actuellement des fréquences de quelques GHz avec une très bonne stabilité, des temps d'établissement quasi nuls mais la présence du CNA pose des problèmes de bruit et de raies parasites

3 - Structure d’un synthétiseur à PLL

a) Principe

Pour satisfaire aux exigences de stabilité sur la fréquence de la porteuse f0, la PLL est verrouillée sur un oscillateur à quartz :



Dans l'application étudiée (système radar Doppler), la PLL doit générer une fréquence d'émission voisine de 900 MHz. On s'intéressera ici à la synthèse de la fréquence f0 = 900 MHz. L'oscillateur à quartz est de fréquence fref = 10 MHz et le pas de la PLL est réglé à 500 kHz.

En prenant en compte qu’il s’agit d’un système asservie, on sait qu’en boucle fermé la fréquence $f_{in}(t)$ doit être égale à la fréquence $f_r(t)$.

Donc :

$$f_{in}(t)=f_r(t)$$

On sait que :

$f_{in}(t)=\frac{f_{ref}}{R}$ et que $f_r(t)=\frac{f_{out}}{N}$

On peut en déduire alors que :

$$\frac{f_{ref}}{R}=\frac{fout}{N}$$

$$fout=\frac{f_{ref}}{R}\times N$$

Dans l’expression trouve $\frac{f_{ref}}{R}$ représente le pas de la PLL et on peut le régler avec le diviseur R.
Le diviseur N va nous aider à régler la fréquence de sortie de la PLL.
Pour régler alors le pas à 500 kHz on utilise l’expression :

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

$$f_{pas} = \frac{f_{ref}}{R} \leftrightarrow R = \frac{f_{ref}}{f_{pas}} = \frac{10\,MHz}{500\,KHz} = 20$$

R = 20

Ensuite on souhaite régler le diviseur N pour avoir en sortie une fréquence de 900MHz ou dans notre cas 820Hz, on utilise alors l'expression :

$$fout_{900\,MHz} = f_{pas} \times N \leftrightarrow N = \frac{f_{out}}{f_{pas}} = \frac{900\,MHz}{500\,KHz} = 1800$$

$$fout_{820\,MHz} = f_{pas} \times N \leftrightarrow N = \frac{f_{out}}{f_{pas}} = \frac{820\,MHz}{500\,KHz} = 1640$$

Le schéma bloc du circuit ADF 4360 et le schéma simplifié de la carte PLL sont donnés ci-dessous.

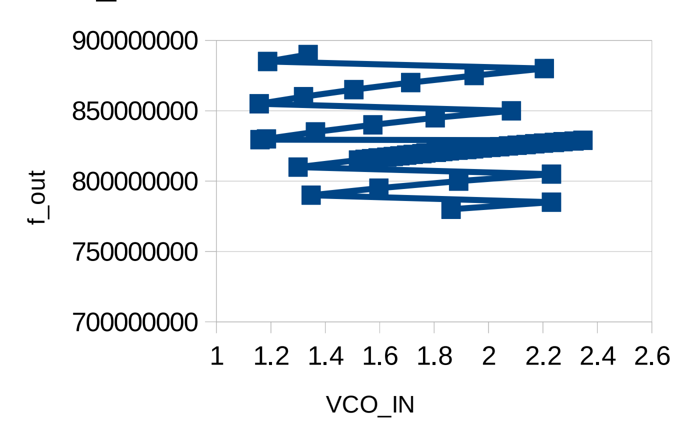
b) VCO

Le VCO fixe la plage de fréquences disponibles en sortie de la PLL. On peut vérifier sa linéarité et déterminer sa constante caractéristique K 0 à l'aide de la courbe f out en fonction de V VCO.
Dans le cas de la PLL utilisée dans le projet, le VCO a plusieurs bandes de fréquence.

L'intérêt d'utiliser un VCO multi-bandes est de couvrir une plage de fréquences plus étendue. De nos jours ce type de VCO est le plus utilisé. C'est ce type de VCO qui est implanté dans la PLL 4060.

On releve les valeurs de la bande de frequence synthetisable :





fout

VCOin	fout
1.86	780000000
2.23	785000000
1.35	790000000
1.6	795000000
1.89	800000000
2.23	805000000
1.3	810000000
1.52200	815000000
1.54600	815500000
1.57000	816000000
1.59400	816500000
1.62600	817000000
1.65000	817500000
1.67400	818000000
1.69900	818500000
1.72300	819000000
1.75500	819500000
1.77000	820000000
1.80800	820500000
1.83200	821000000
1.85600	821500000
1.88800	822000000
1.92000	822500000
1.94500	823000000
1.97700	823500000
2.00900	824000000
2.04100	824500000
2.07300	825000000
2.10500	825500000
2.13800	826000000
2.17000	826500000
2.20200	827000000
2.24200	827500000
2.27400	828000000
2.31400	828500000
2.34700	829000000
1.16000	829500000
1.18400	830000000
1.36	835000000
1.58	840000000
1.8	845000000
2.08	850000000
1.16	855000000
1.32	860000000
1.51	865000000
1.71	870000000
1.95	875000000
2.21	880000000
1.19	885000000
1.34	890000000

$$K_0=\frac{(829-815)\cdot 10^6}{2.347-1.522}\simeq 16970000\,\frac{Hz}{V}=16{,}97\,\frac{MHz}{V}$$

Cela est assez similaire a la courbe theorique :

Freq vs Volts

Frequency (MHz): 750, 800, 850, 900, 950, 1000, 1050

Voltage (V): 0, 500.0m, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5

On trouve que la bande de frequence synthetisable est entre environ 810 MHz à 1010 MHz car en depassant ces deux frequences le signal de sortie devient visiblement plus bruité.

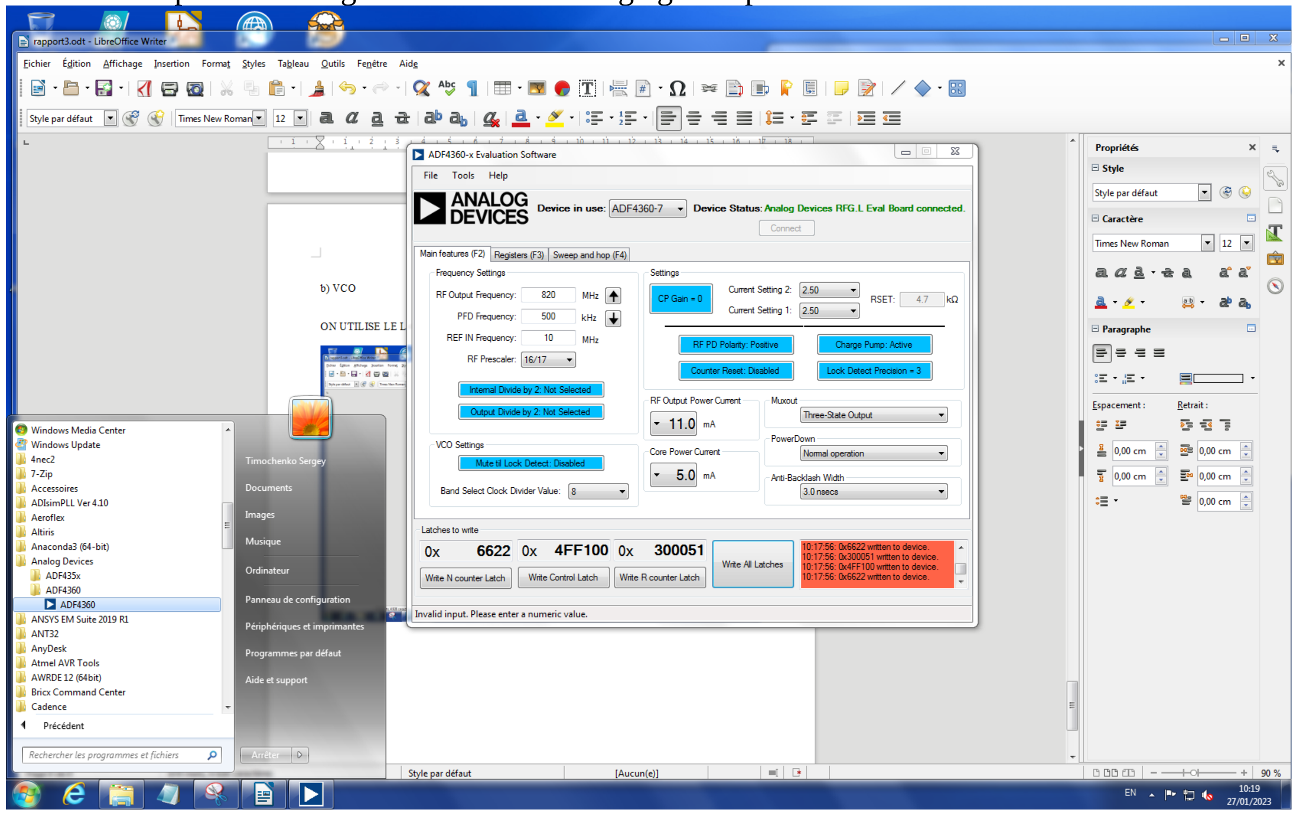
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

II. MISE EN ŒUVRE DE LA PLL ADF 4360

Pour l'utilisation de la carte PLL, on suit la procédure suivante :
• Connecter la sortie RF out A à l'analyseur de spectre afin de la charger par 50 Ω et placer une charge 50 Ω sur la sortie RF out B .
• Connecter la carte PLL par un câble USB au PC : la liaison USB permet de programmer la PLL et d'alimenter la carte si le "Power Switch" est connecté à l'USB.
• Démarrer le logiciel de configuration de la PLL ADF 4360.

1 – Configuration logicielle

- On repere sur le logiciel les differents reglages disponibles

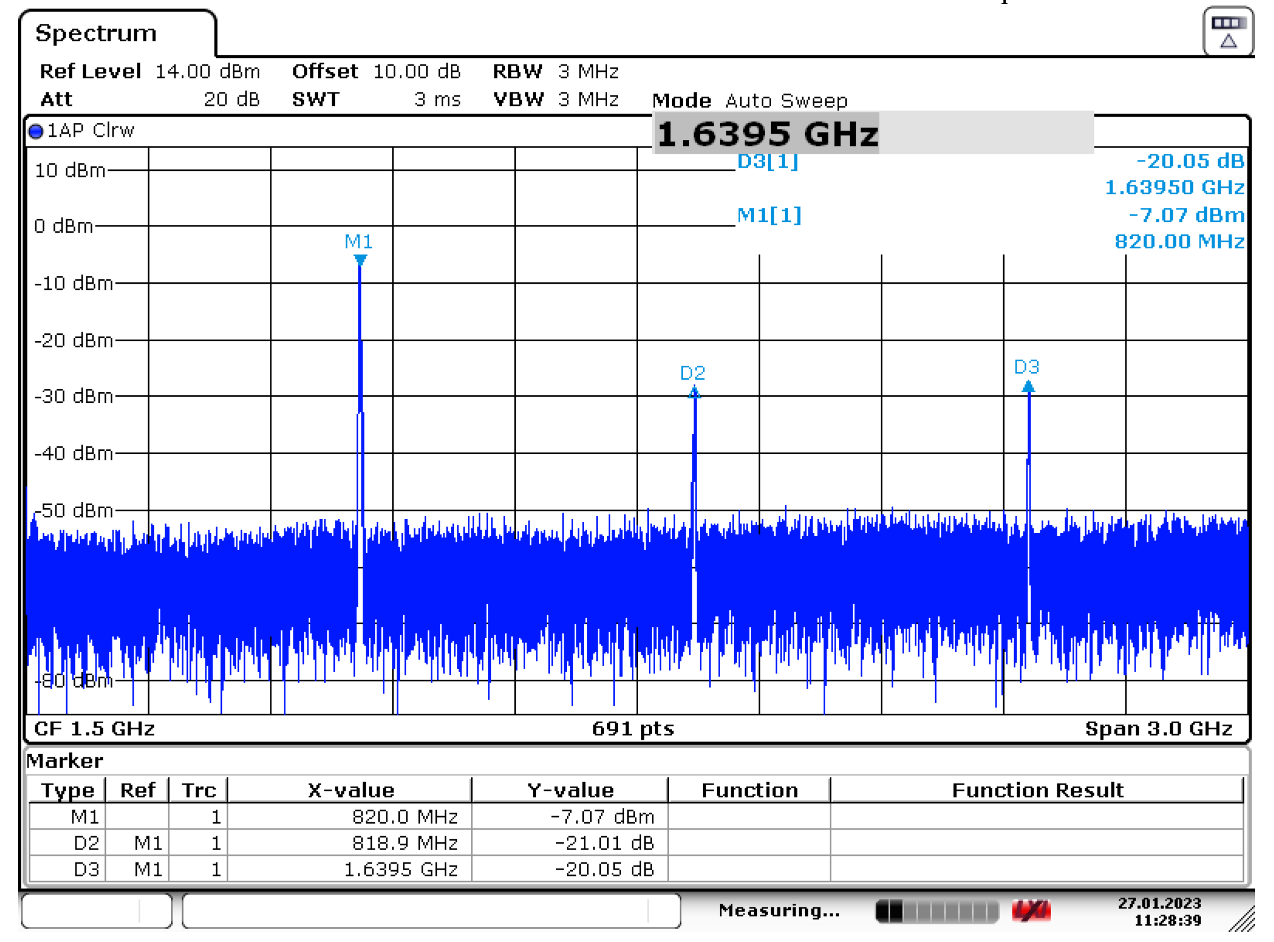


Il y a :

- RF Output Frequency (la frequence de sortie)
- PFD frequency (le pas en frequence)
- REF IN Frequency (la frequence de reference)
- RF Output Power Current
- Core Power Current

- On configure la PLL en reglant :
  - la fréquence de sortie à f 0 (fréquence d'émission radar qui est de 820 MHz)
  - le pas à 500 kHz
  - la valeur du prédiviseur p à 16 (RF Prescaler 16/17)
  - le CP gain = 0 : dans ce cas le réglage du courant I du comparateur à pompe de charge correspond à Current Setting 1
  - le courant du comparateur à pompe de charge à sa valeur maximale : 2.5 mA
  - le courant de sortie : RF Output Power Current à 5 mA

- On verifie le bon fonctionnement de la PLL en visualisant la raie a la frequence f0.



Date: 27.JAN.2023 11:28:40

L’amplitude de la fondamentale est M1 = -7.07 dBm
L’amplitude de l’harmonique de rang 1 est D2 = M1 – 21.01 dB = –28.08 dBm
L’amplitude de l’harmonique de rang 2 est D3 = M1 – 20.05 dB = – 27.12 dBm

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2 – Mesures

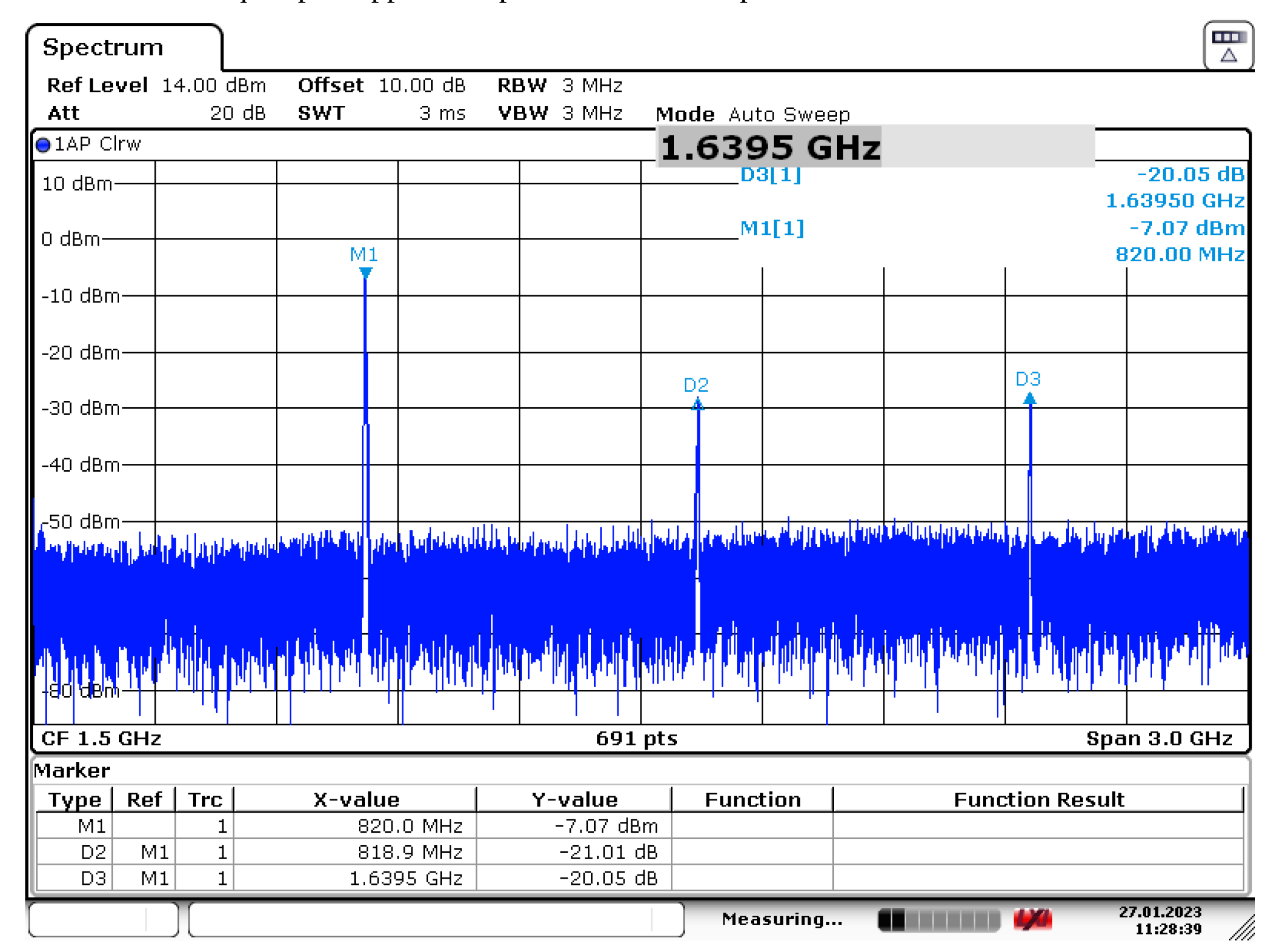
a) Puissance de sortie

On fait varier le courant de sortie (RF Output Power Current) de 3.5 à 11 mA et on mesure la puissance de la raie :

Courant de sortie	Puissance de la fondamentale de la sortie
3.5 mA	-10 dBm
5mA	-6,99 dBm
11 mA	0 dBm

b) Purete spectrale

On désire étudier la pureté spectrale du signal en sortie de la PLL. On Mesure l'amplitude relative en dBc des harmoniques par rapport à la porteuse et on compare à la documentation constructeur.



L'amplitude de la fondamentale est M1 = -7.07 dBm
L'amplitude de l'harmonique de rang 1 est D2 = M1 – 21.01 dB = –28.08 dBm
L'amplitude de l'harmonique de rang 2 est D3 = M1 – 20.05 dB = – 27.12 dBm

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

c) Passage d’un canal au canal adjacent

Si on souhaite passer d'un canal au canal adjacent supérieur (écarté de 500 kHz), nous modifions le parametre « RF Output Frequency » de reglage lors de la programmation de la PLL en appuyant sur la fleche en haut une fois.
La PLL fonctionne toujours.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

d) Importance de la stabilite de la reference

- L'oscillateur à quartz implanté sur la carte est un FOX801-BELF de Fox Electronics dont un extrait de la documentation constructeur est donné.

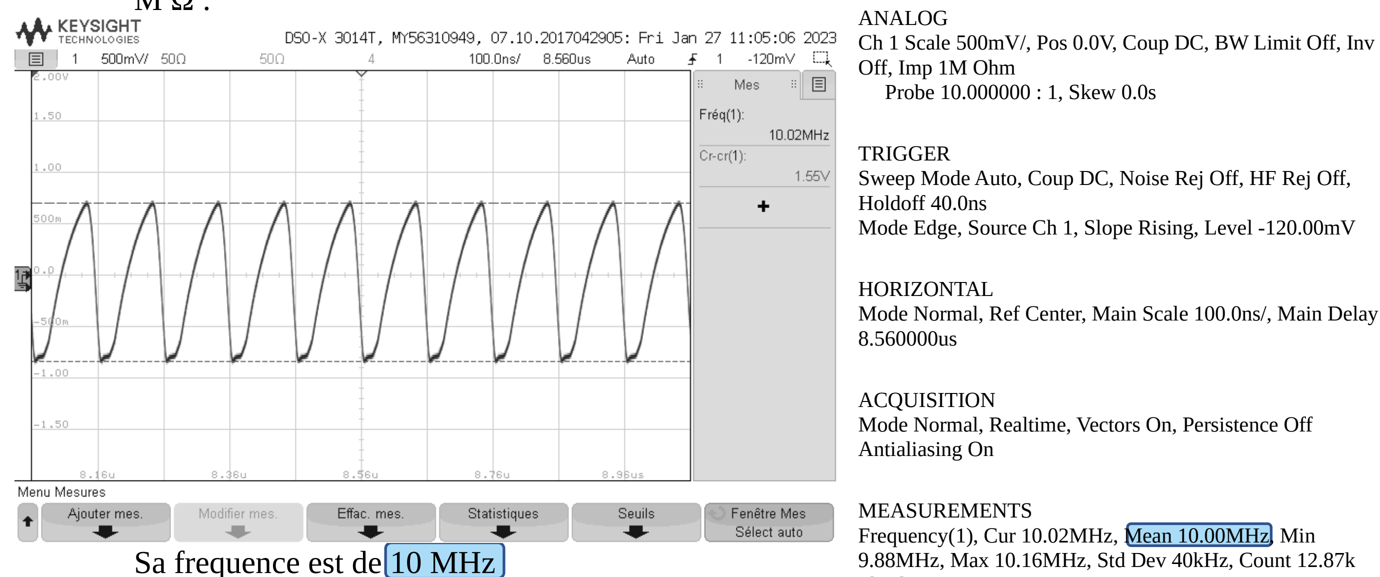
La stabilite du quartz depend de :
- La temperature
- La tension d'alimentation
- La charge

• ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETERS	MAX (unless otherwise noted)
Frequency Range (Fo)	9.600 ~ 50.000 MHz
Temperature Range	
Operating (TOPR)	-30°C ~ +75°C
Storage (TSTG)	-35°C ~ +80°C
Initial Frequency Tolerance (@25°C)	
Vc = 2.5V (ALF Series)[1] FOX801ALF/BLF/AELF/BELF	±0.5PPM
Vc = 1.5V (BLF Series)[1] FOX801AHLF/BHLF	±2.0PPM
Supply Voltage (VDD)	
ALF Version	5.0V ± 5%
BLF Version	3.0V ± 5%
Input Current (IDD)	
9.600 ~ 21.999 MHz	2.0mA
21.999+ ~ 27.999 MHz	3.0mA
27.999+ ~ 39.999 MHz	4.0mA
39.999+ ~ 50.000 MHz	5.0mA
Frequency Stability	
Over Temperature Range	±2.5PPM
Over Supply Voltage Change (VDD ± 5%)	
9.600 ~ 21.999 MHz	±0.3PPM
21.999+ ~ 27.999 MHz	±0.5PPM
27.999+ ~ 50.000 MHz	±1.0PPM
Over Load Change (10KΩ ± 10% // 10pF ± 10%)	±0.3PPM

- En prenant en considération toutes les sources de dérives possibles on détermine que la dérive maximale en fréquence de cet oscillateur à quartz est de :
  - 2.5 + 0.3 + 0.3 = 3.1 PPM (Partie Par Million)

- On Repère le point test permettant de visualiser à l'oscilloscope le signal de sortie de l'oscillateur à quartz. On le visualiser en réglant l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sur 1 M Ω :



ANALOG
Ch 1 Scale 500mV/, Pos 0.0V, Coup DC, BW Limit Off, Inv Off, Imp 1M Ohm
Probe 10.000000 : 1, Skew 0.0s

TRIGGER
Sweep Mode Auto, Coup DC, Noise Rej Off, HF Rej Off, Holdoff 40.0ns
Mode Edge, Source Ch 1, Slope Rising, Level -120.00mV

HORIZONTAL
Mode Normal, Ref Center, Main Scale 100.0ns/, Main Delay 8.560000us

ACQUISITION
Mode Normal, Realtime, Vectors On, Persistence Off
Antialiasing On

MEASUREMENTS
Frequency(1), Cur 10.02MHz, Mean 10.00MHz, Min 9.88MHz, Max 10.16MHz, Std Dev 40kHz, Count 12.87k
Pk-Pk(1), Cur 1.57V, Mean 1.08V, Min 20mV, Max 1.61V, Std Dev 710mV, Count 18.99k

Sa frequence est de 10 MHz

- On déduit la dérive en fréquence du signal de sortie de la PLL :

$$\Delta f_0 = PPM \times f_0 = 3{,}1 \cdot 10^{-6} \times 820 \cdot 10^{6} = 3{,}1 \times 820 = 2542\ Hz$$

- Sachant que la dérive de la fréquence de sortie doit rester inférieure à 50 kHz, on deduit que le cahier des charges est respecté, car $\Delta f_0 = 2542\ Hz < 50000\ Hz$

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

e) Caracteristique du VCO

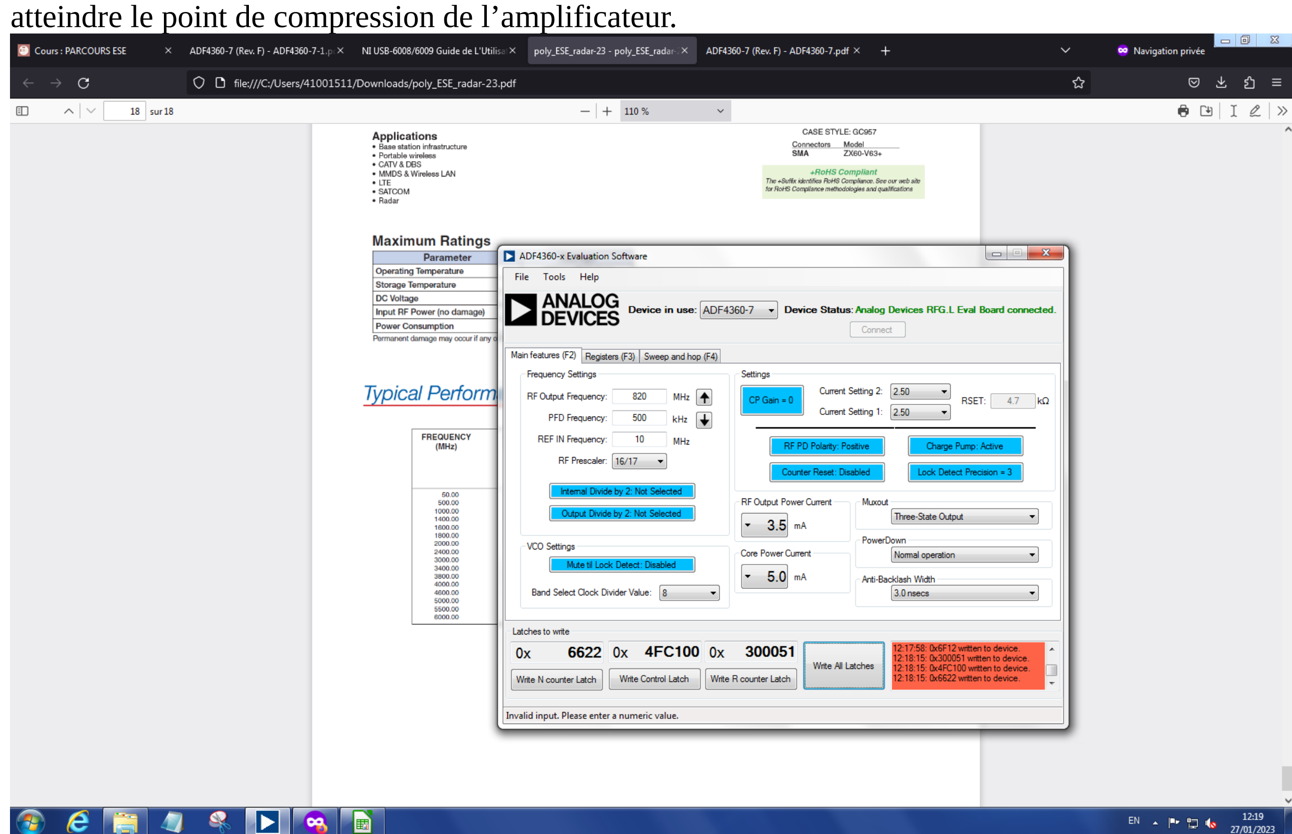
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

TROISIEME PARTIE TEST DU SYSTEME RADAR

Dans cette partie la PLL remplacera le synthetiseur utilise comme oscillateur local.

1) Proposer une configuration de la PLL.

La PLL est configuree pour que la puissance d’entree de l’amplificateur soit assez petite pour ne pas atteindre le point de compression de l’amplificateur.



La PLL est configuree de sorte a avoir :

- Une frequence de sortie de 820 MHz
- Un pas de 500 kHz
- RF Prescaler 16/17
- Un courant de sortie de 3,5 mA
- Core Power Current = 5,0 mA

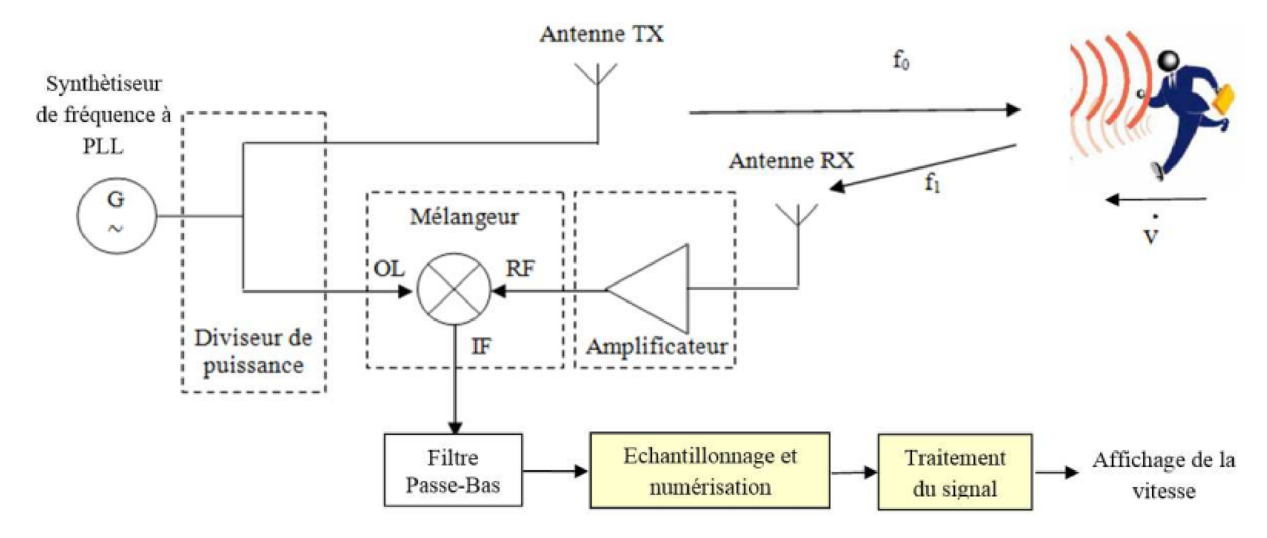
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

2) Cabler la PLL et la configurer. Verifier son bon fonctionnement et mesurer la puissance de la raie obtenue en sortie. On rappelle que cette puissance est reglable et depend du courant de sortie de la PLL.

Le courant de sortie de 3,5 mA nous donne -6,99 dBm en sortie de la carte PLL. Le point de compression a 1 dB ne sera pas atteint.

3) Quelles sont les modifications a apporter au montage du systeme radar complet ?

La partie oscillateur du montage complet est remplacee par une PLL.

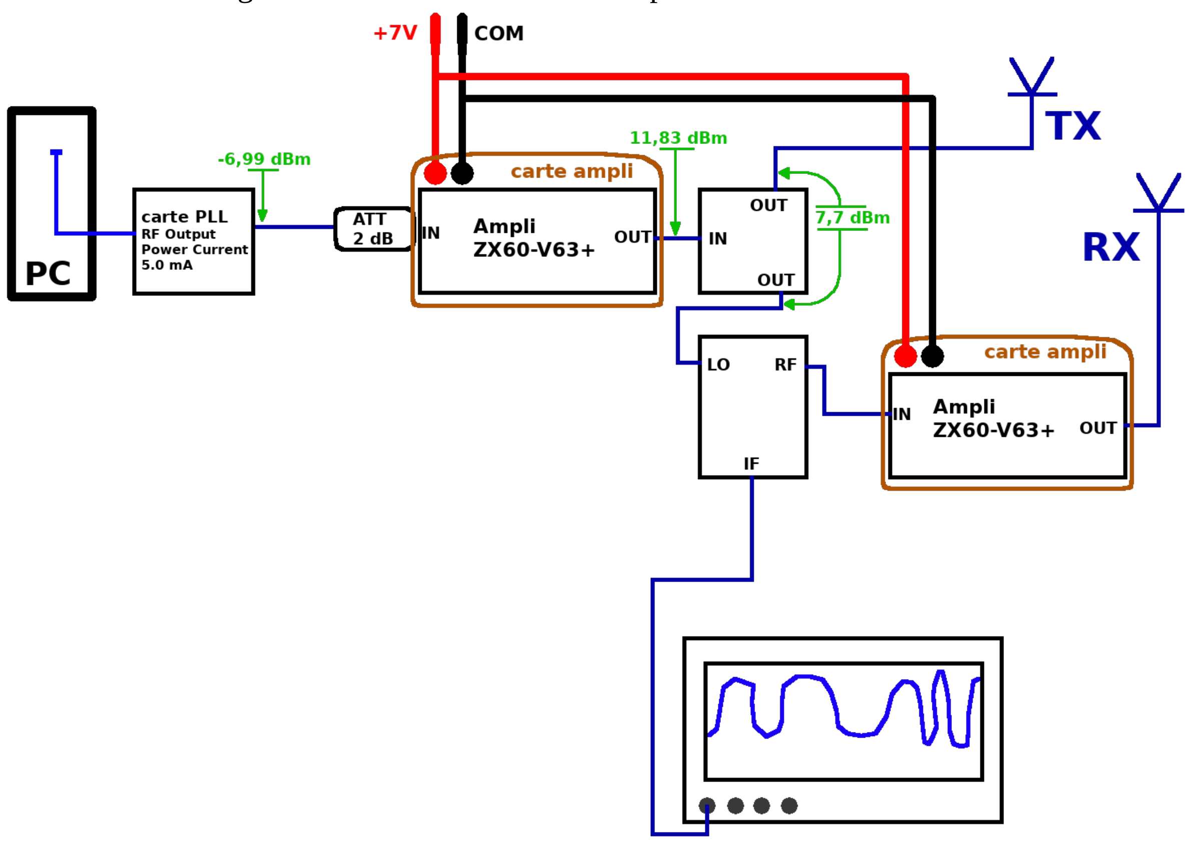


TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

4) Proposer un schema en indiquant les puissances au niveau de l’emission et au niveau du melangeur

Le signal en sortie de la PLL est encore attenue de 2 dB. Cela est fait pour regler la puissance de sortie du diviseur de puissance a environ 7 dBm.
La puissance de 7 dBm est la puissance de polarisation du melangeur.

La sortie IF du melangeur est visualisee a l’oscilloscope.



5) Cabler l’ensemble du système radar ; vérifier le bon fonctionnement du radar en visualisant le signal doppler. Apporter des modifications si nécessaire.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

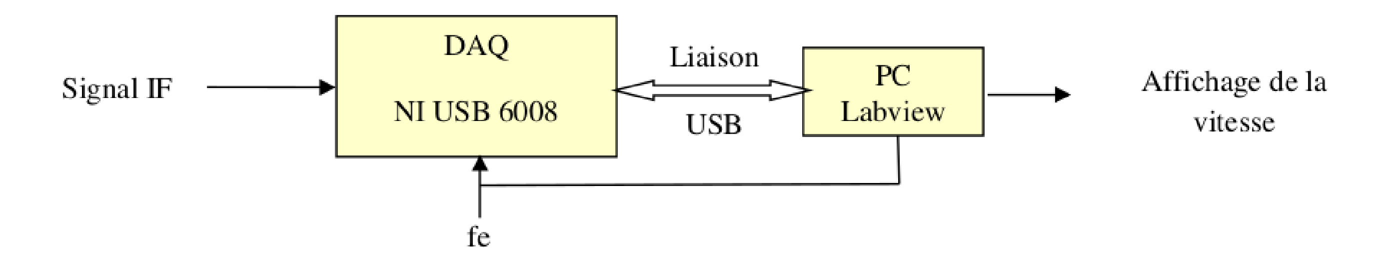
QUATRIEME PARTIE :

TRAITEMENT DU SIGNAL ET TEST DU SYSTEME RADAR

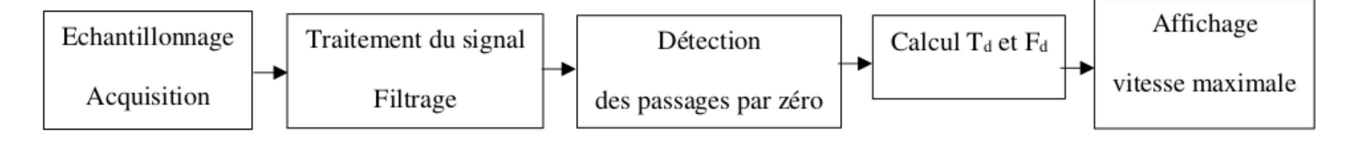
I – TRAITEMENT DU SIGNAL DOPPLER

L'objectif maintenant est d'afficher la vitesse de la cible sur un écran d'ordinateur à partir du signal Doppler à la sortie du mélangeur.
Comme on a vu précédemment, le signal Doppler est un signal périodique sinusoïdal dont sa fréquence est image de la vitesse de la cible.

Le signal IF sera appliqué sur une entrée analogique de la carte d'acquisition USB 6008/6009.
L'USB-6008 est un matériel d'acquisition de données multifonction à faible coût. Il est doté d'E/S analogiques, d'E/S numériques et d'un compteur 32 bits .
Le signal IF sera échantillonné. Il sera alors possible de traiter les données à partir d'un programme développer avec le logiciel Labview et ainsi afficher la fréquence doppler et la vitesse.
La fréquence d'échantillonnage du signal sera imposée par le programme Labview.



Le programme Labview se décomposera en plusieurs blocs :



1 – Echantillonnage et acquisition du signal

On suppose que la vitesse v de la cible peut varier entre 0 et 2 m/s. Rappeler la plage de variation de la fréquence doppler fd.

Pour une vitesse de cible variant entre 0 et 2 m/s la plage de variation de la fréquence Doppler fd est entre 0 et 10.93 Hz

Dans une partie précédente, vous aviez visualisé sur l'oscilloscope le chronogramme du signal IF, Quel réglage de la base de temps de l'oscilloscope aviez-vous choisi ?

Nous avons choisi un réglage avec 20 ms par carreau, donc 200 ms pour l'écran entier.

En déduire le temps d'acquisition T acq souhaité.

Le temps d'acquisition T_{acq} souhaité pour capturer au moins une période de signal sera d'au moins 1 seconde si on veut mesurer la vitesse d'un objet se déplacant à une vitesse superieure ou egale a 0,18 m/s.
On impose de seulement détecter des cibles se déplacant à une vitesse supérieure à 0,2 m/s

Proposer une valeur pour le choix de la fréquence d'échantillonnage fe du signal IF et en déduire le nombre N d'échantillons.

Les composantes du signal d'entrée qui sont de fréquence inférieure a la moitie de la fréquence d'échantillonnage f_e peuvent etre réstituées a partir du signal échantillonné a la frequence f_e.

On veut que la frequence d'échantillonnage soit au moins deux fois plus grande que la fréquence maximale de Doppler, qui correspond a la vitesse maximale de la cible.

On impose que la cible ne se déplacera pas plus rapidement que 120 km/h, soit 21,95 m/s. Donc la frequence Doppler ne depassera pas 120 Hz.

Une frequence d'echantillonnage de 250 Hz suffira pour restituer le signal d'entree : $250 > 120 \times 2$

Nous allons quand meme utiliser une frequence d'echantillonnage de 1 kHz, car c'est une valeur recommendee par le professeur. En plus, à ce stade, avant de savoir de quelle manière va être traité le signal échantillonné, l'intuition a suggéré d'utiliser une fréquence d'échantillonnage haute, pour avoir plus de facilité de traiter le signal échantillonné.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

Vous utiliserez et configurerez dans Labview le VI « assistant DAQ », ce qui vous permettra de :
– échantillonner le signal IF à la fréquence fe
– faire l'acquisition des échantillons
– afficher le chronogramme du signal dans un graphe
– afficher la valeur de la fréquence d’échantillonnage

Labview : Assistant DAQ :

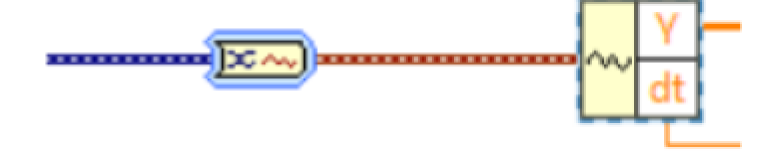


Dans un premier temps, on vérifie le fonctionnement de votre montage avec le signal IF issu de votre système radar. Pendant les séances d’autonomie, vous génère avec un GBF un signal (sinusoïdal dans un premier temps, sommé avec du bruit dans un second temps, enfin avec un balayage en fréquence …) permettant de tester votre programme Labview.

- Pour récupérer les échantillons acquis par le DAC, on utilise le VI « convertir des données dynamiques », ce qui vous permettra d’avoir en sortie une « waveform » et vous pourrez ainsi afficher le signal IF sur un graphe.

- Le calcul de la fréquence d’échantillonnage nécessite la valeur de la période d’échantillonnage, notée dt. Cette valeur peut être obtenue par l’intermédiaire du VI « obtenir les composantes d’une waveform ». Ce VI vous permet d’obtenir aussi la valeur des amplitudes des différents échantillons.

Labview : Convertir les données dynamiques :



TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2 - Traitement du signal : filtrage

Afin de traiter les données et d'en déduire la vitesse maximale de la cible, un traitement mathématique de l'information est nécessaire.
Le signal étant de niveau faible et généralement bruité il est conseillé de le filtrer à l'aide d'un filtre.
La présence d'une composante continue peut s'avérer gênante aussi, elle pourra être supprimée par filtrage aussi.

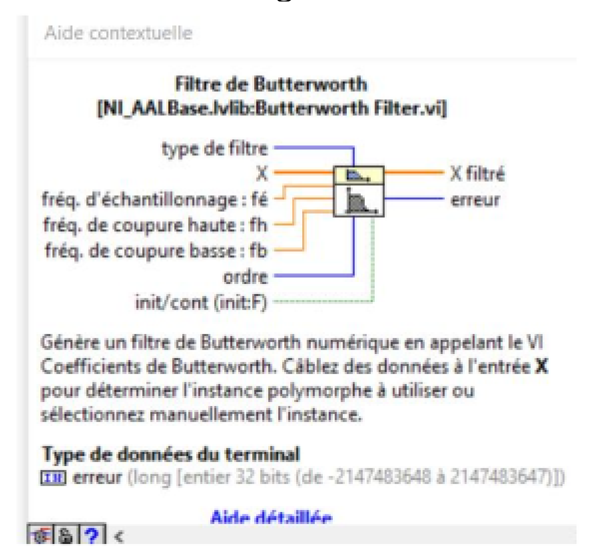
Sachant que le bruit est de fréquence largement plus élevée que peut produire le déplacement de la cible, on peut utiliser **un filtre passe-bas** pour filtrer ces hautes fréquences.
Si on veut recuperer la frequence d'un signal en detectant les instants auxquels un certain seuil est dépassé, la valeur du seuil doit etre suffisament moyennée au signal pour que les petites variations du signal soient détectées.
Or, la composante continue, donc la valeur moyenne du signal d'entrée peut etre quelconque. Le seuil de detection fixé pour un montage ne sera pas forcément utile pour un autre.
Pour éviter ce problème on peut utiliser **un filtre passe haut**, qui filtrera la composante continue pour avoir une valeur moyenne nulle.

- Quel type de filtre doit-on choisir ?
  On choisira un filtre passe-bande, qui filtrera à la fois le bruit dans les hautes fréquences et la composante continue, qui est de fréquence nulle.

- Proposer des valeurs de fréquences de coupure basse et de coupure haute permettant de traiter convenablement le signal.
  On choisit de détecter une cible se déplaçant à une vitesse comprise entre 0,4 m/s et 21,95 m/s
  La frequence de coupure haute permettant de traiter convenablement ce signal sera superieure a la frequence maximale produite par le deplacement détecté de la cible, qui est de 120 Hz.
  On choisit une frequence de coupure haute de 150 Hz.
  La frequence de coupure basse permettant de traiter convenablement ce signal sera inferieure a la frequence minimale produite par le deplacement de la cible. La fréquence minimale produite par le deplacement de la cible sera 2,2 Hz.
  On choisit une frequence de coupure basse de 2 Hz.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

- Choisir le VI d'un filtre de Butterworth. Vous paramètrerez les fréquences de coupure, la fréquence d'échantillonnage et l'ordre du filtre.



- Quel ordre de filtre peut-on choisir ? quel est l'intérêt d'avoir un filtre d'ordre élevé ?
  Un ordre plus eleve permet de mieux filtrer les frequences en dehors de la bande passante.
  On choisit l'ordre 12.

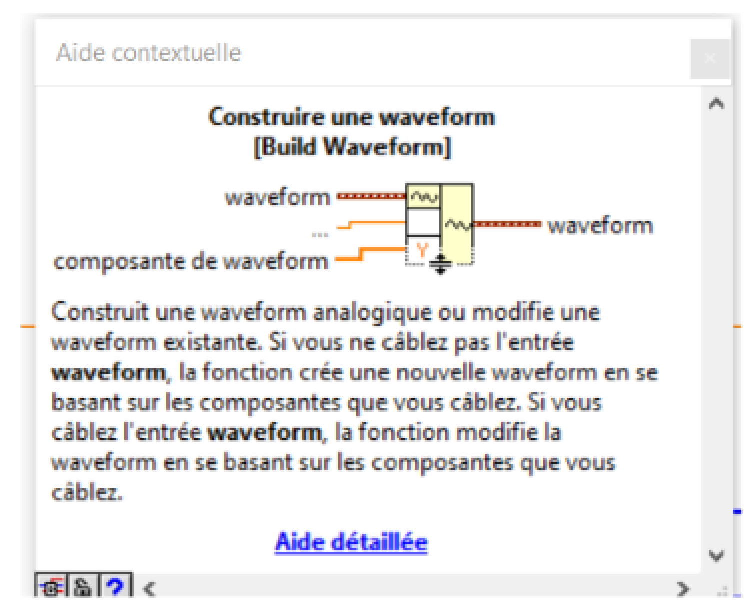
- Afficher en sortie du filtre le signal filtré dans un graphe, vérifier que la composante continue et le bruit ont été supprimés.
  Eventuellement, afficher dans un tableau les valeurs du signal filtré.

Lancement du programme

Nous avons choisi une periode d'acquisition de 5 secondes.
En lancant le programme on remarque que le signal visualise sur ____ contient seulement les echantillons de la derniere periode d'acquisition. C'est a dire que le signal echantillonne est renouvele toutes les periodes d'acquisition et les anciennes valeurs disparaissent.
Le filtre numerique a une reponse indicielle. C'est a dire qu'aux premiers echantillons d'une periode d'acquisition le signal filtré est dans le regime transitoire pendant laquelle on ne peut pas traiter le signal. Le regime permanent est atteint apres environ 3 secondes et on peut traiter le signal car sa composante continue est maintenant nulle. Cela vaut dire que le signal IF ne pourra pas etre traite toutes les fois que le filtre numerique est dans le regime transitoire. Chaque periode d'acquisition, le filtre sera dans le regime transitoire toutes les 3 premieres secondes d'acquisition.

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

A partir des composantes ‘’waveform’’, pour reconstituer un flux Waveform on peut utiliser le VI « Construire une Waveform »



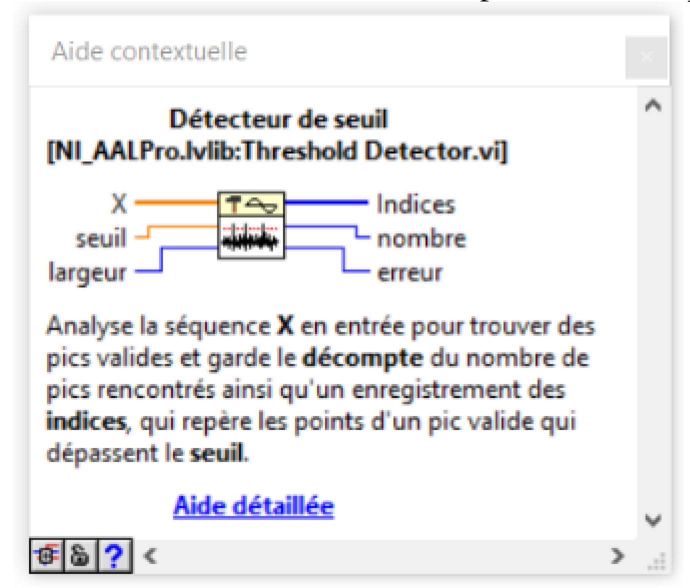
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

3 – Calcul de la fréquence Doppler et de la vitesse de la cible

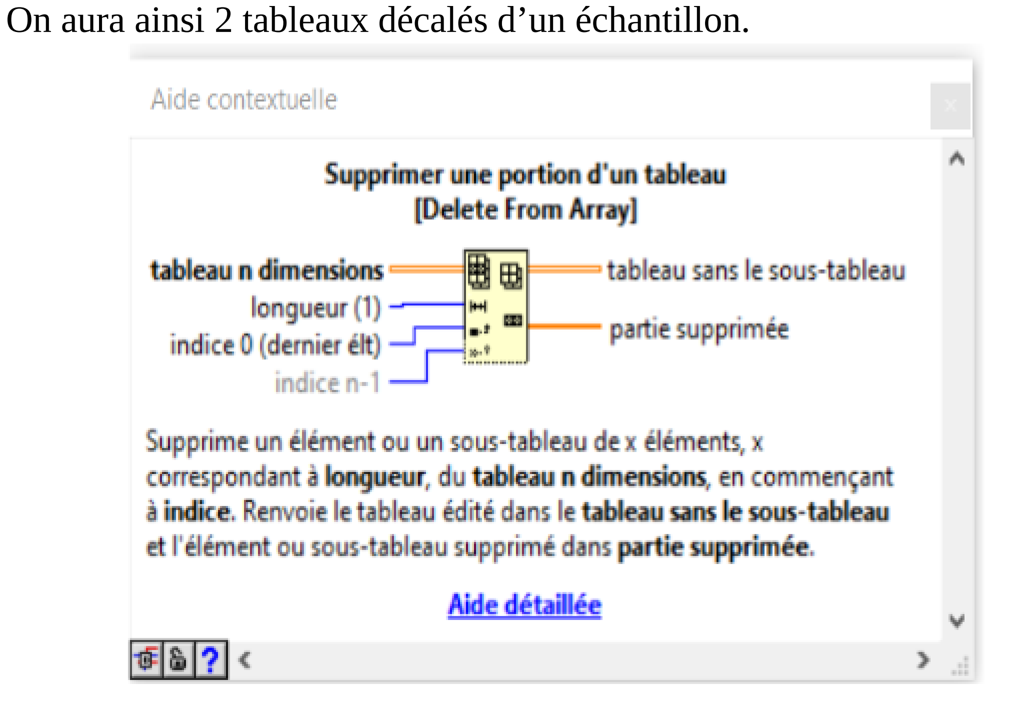
Différentes solutions sont possibles pour déterminer la fréquence du signal : on choisira ici de détecter les passages par zéro du signal IF et ainsi d'en déduire la période (Td) du signal IF et donc la fréquence Doppler.
Pour réaliser ce calcul, on procèdera en plusieurs étapes en partant du tableau de valeurs du signal IF filtré. On dispose d'un VI dont le principe est de repérer les indices (correspondant en fait aux instants) où les valeurs d'un tableau dépassent un certain seuil. Ici on choisira donc un seuil égal à zéro.

On effectuera dans l'ordre :

- La détection de seuil
  Le VI « détection de seuil » permettra de récupérer les indices correspondants aux passages par zéro. Le VI génère un tableau contenant tous les indices de passage du seuil.
  Sur la face avant, visualiser les indices correspondants aux passages par zéro.



- A partir du tableau contenant les indices correspondants aux passages par zéro du signal, on crée un autre tableau décalé d'un échantillon.
  Le décalage d'un échantillon du tableau se fera avec le VI « supprimer une partie d'un tableau »
  On aura ainsi 2 tableaux décalés d'un échantillon.



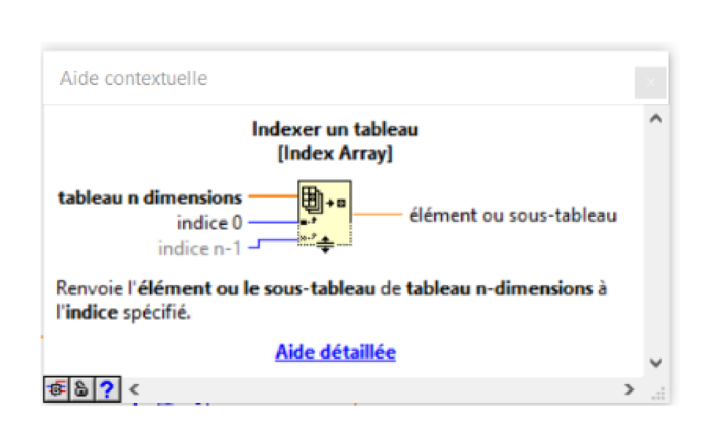
- On exprime T d (période Doppler) en fonction de deux indices de passage par zéro consécutifs et en fonction de dt (période d'échantillonnage) .
  $T_d = (i_2 - i_1) \times dt$
- Du calcul de T_d, on déduit la valeur de la fréquence Doppler.
  $$f_d = \frac{1}{T_d}$$
- On rappele l'équation liant la vitesse de la cible et la fréquence Doppler.
  $$f_d = \frac{f_0 \times 2 \cdot v}{c - v}$$

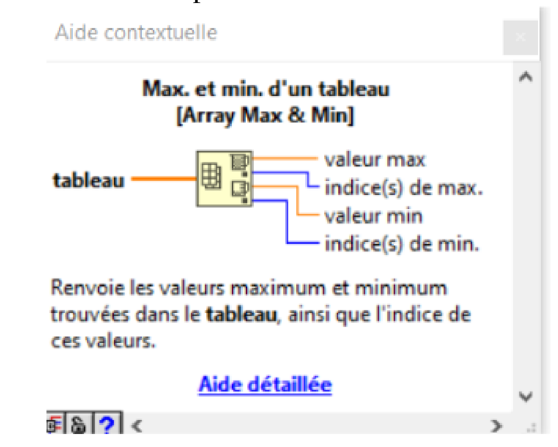
  La vitesse est calculee avec l'equation :
  $$v = \frac{\frac{c \times fd}{f_0}}{2 + \frac{fd}{f_0}}$$

- Programmer les différentes fonctions ci-dessus.

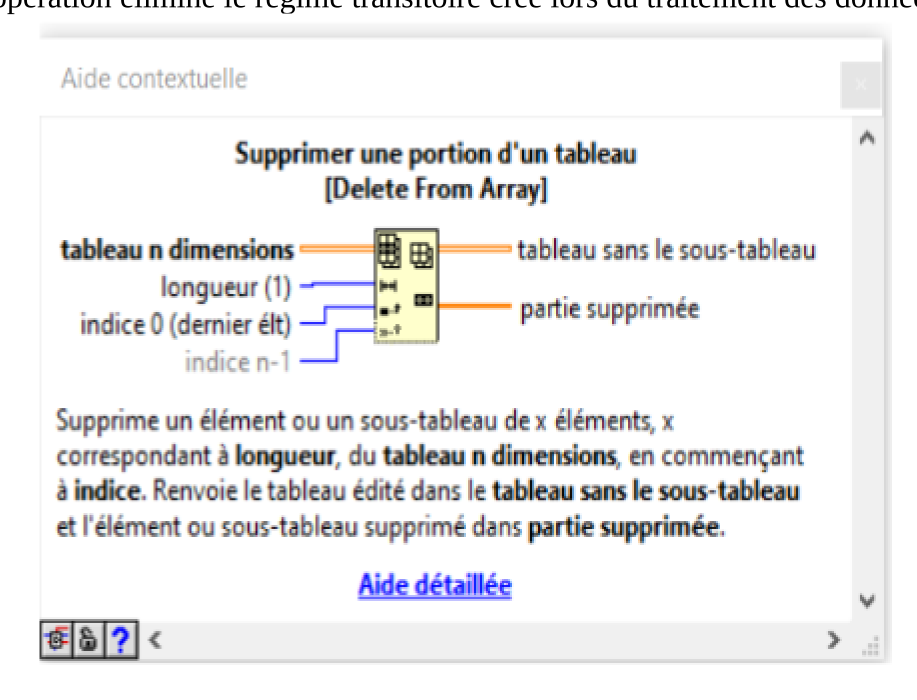
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

- La vitesse de la cible doit etre affichee sur une jauge.
  Pour récupérer les données d'un tableau, le VI « **Indexer un tableau** » est utilisé.
- Le sujet veut qu'on utilise le VI « **Max et Min d'un tableau** » pour afficher la vitesse max.





- Si on observe une instabilité de la mesure de la vitesse, on peut supprimer les premiers points du tableau correspondant à Td.
  Cette opération élimine le régime transitoire crée lors du traitement des données.



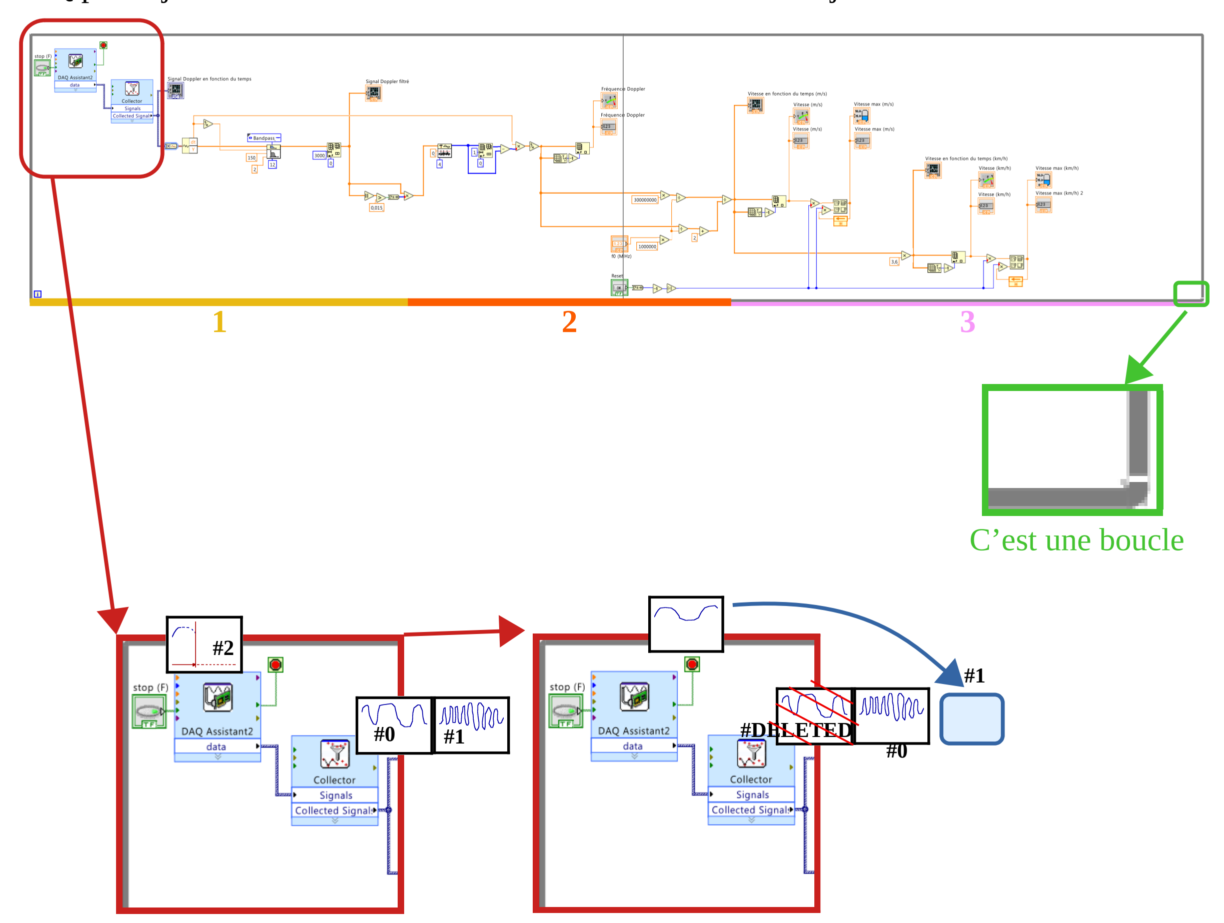
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

2 – IMPLEMENTATION DU SYSTEME RADAR

Comme on a vu avant : Avec le programme propose par le sujet, a chaque periode d'acquisition, le filtre sera dans le regime transitoire toutes les 3 premieres secondes d'acquisition. Un objet qui se deplace pendant cet intervalle ne sera pas detecte car le signal est intraitable.

On veut trouver une solution pour que les nouveaux echantillons ne soient pas soumis au regime transitoire du filtre.
Sachant que le regime transitoire du filtre est aux premiers echantillons du signal acquis, on veut que les nouveaux echantillons ne soient jamais les premiers du signal acquis. On veut que le tableau des echantillons garde les mesures de l'acquisition precedente et ajoute les nouveaux echantillons a la fin. Comme ca, a la fin de chaque acquisition, le filtre se stabilise sur des vieux echantillons et sera deja stabilise aux nouveaux echantillons.

Notre programme Labview est different de celui proposé par le sujet.
On cree une boucle pour faire de l'acquisition en continu et on branche un "collector" a la sortie du DAQ pour ajouter les nouveaux echantillons aux echantillons deja collectes.



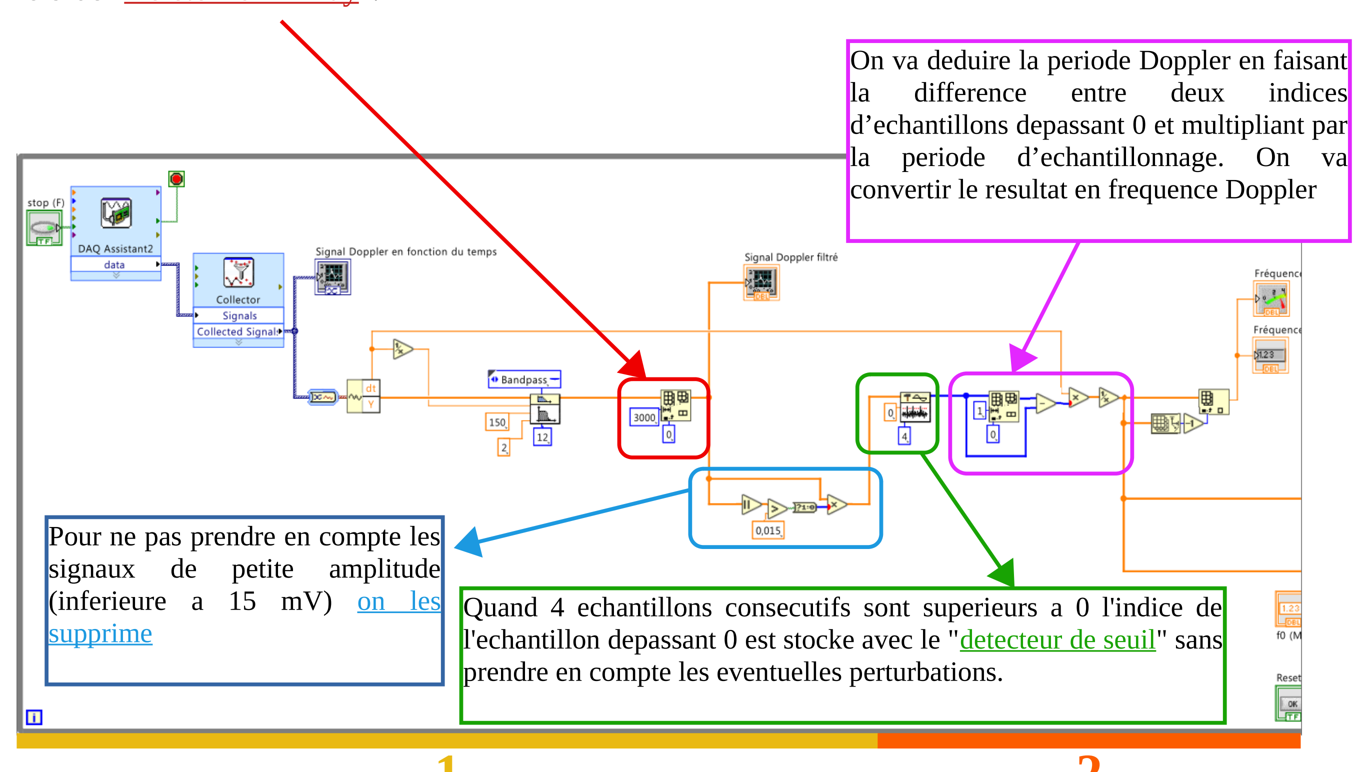
Les donnees ne seront pas seulement composees de nouveaux echantillons. On impose une limite de 7000 echantillons sur le collecteur pour que l'ordinateur ne soit pas surcharge. Lorsque le collecteur a atteint sa limite les nouveaux echantillons seront ajoutes a la fin des donnees, mais le meme nombre des plus vieux echantillons sera supprime.

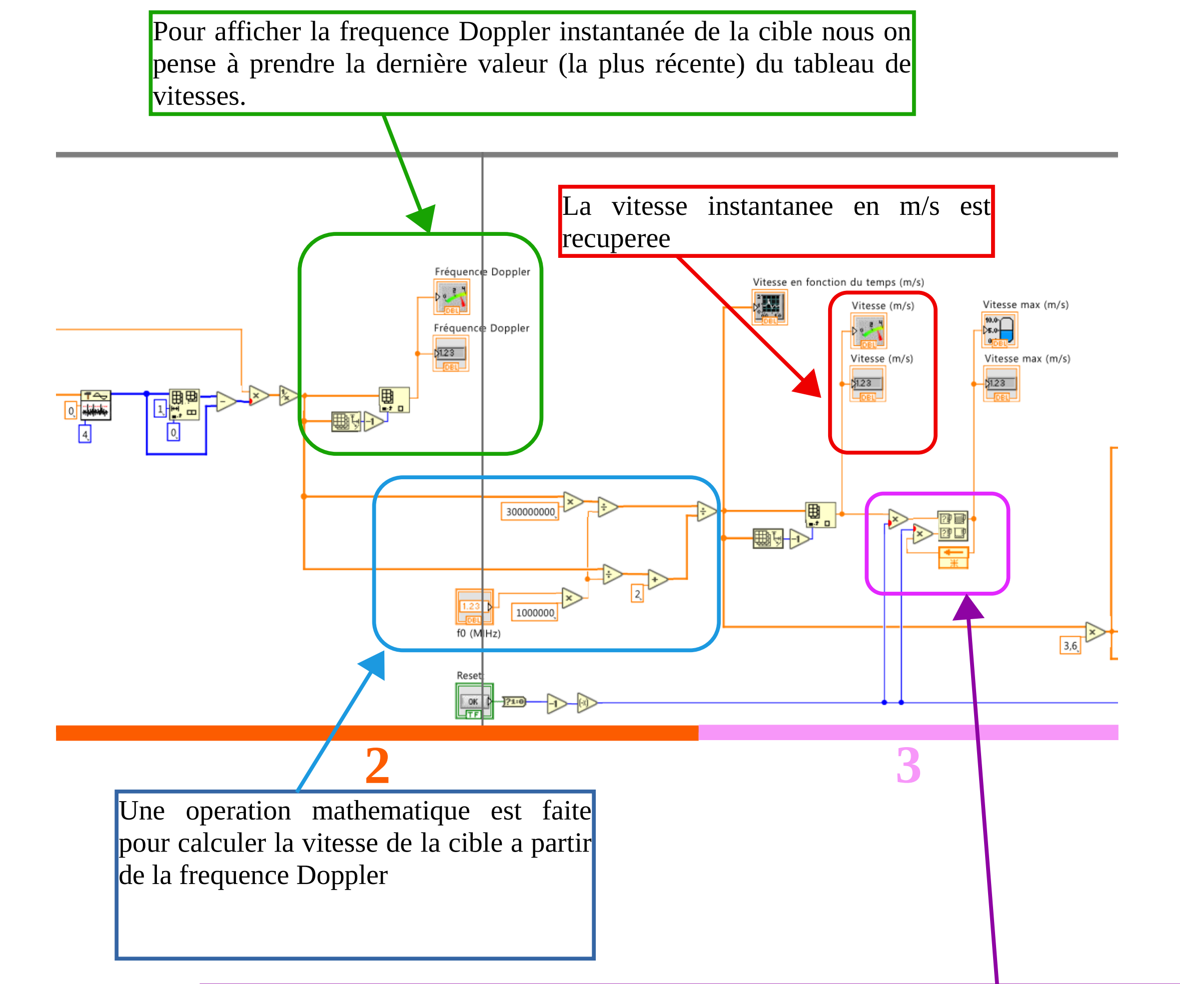
TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

Le filtre se stabilisera alors sur des vieux echantillons.
On diminue aussi la periode d'acquisition du DAQ pour avoir un rafraichissement plus frequent. On preleve 10 echantillons dans une periode d'acquisition, on aura une frequence d'acquisition de

$$f_{acq}=\frac{1}{T_{acq}}=\frac{1}{\frac{N_{ech}}{f_{ech}}}=\frac{f_{ech}}{N_{ech}}=\frac{1000}{10}=100\,Hz$$

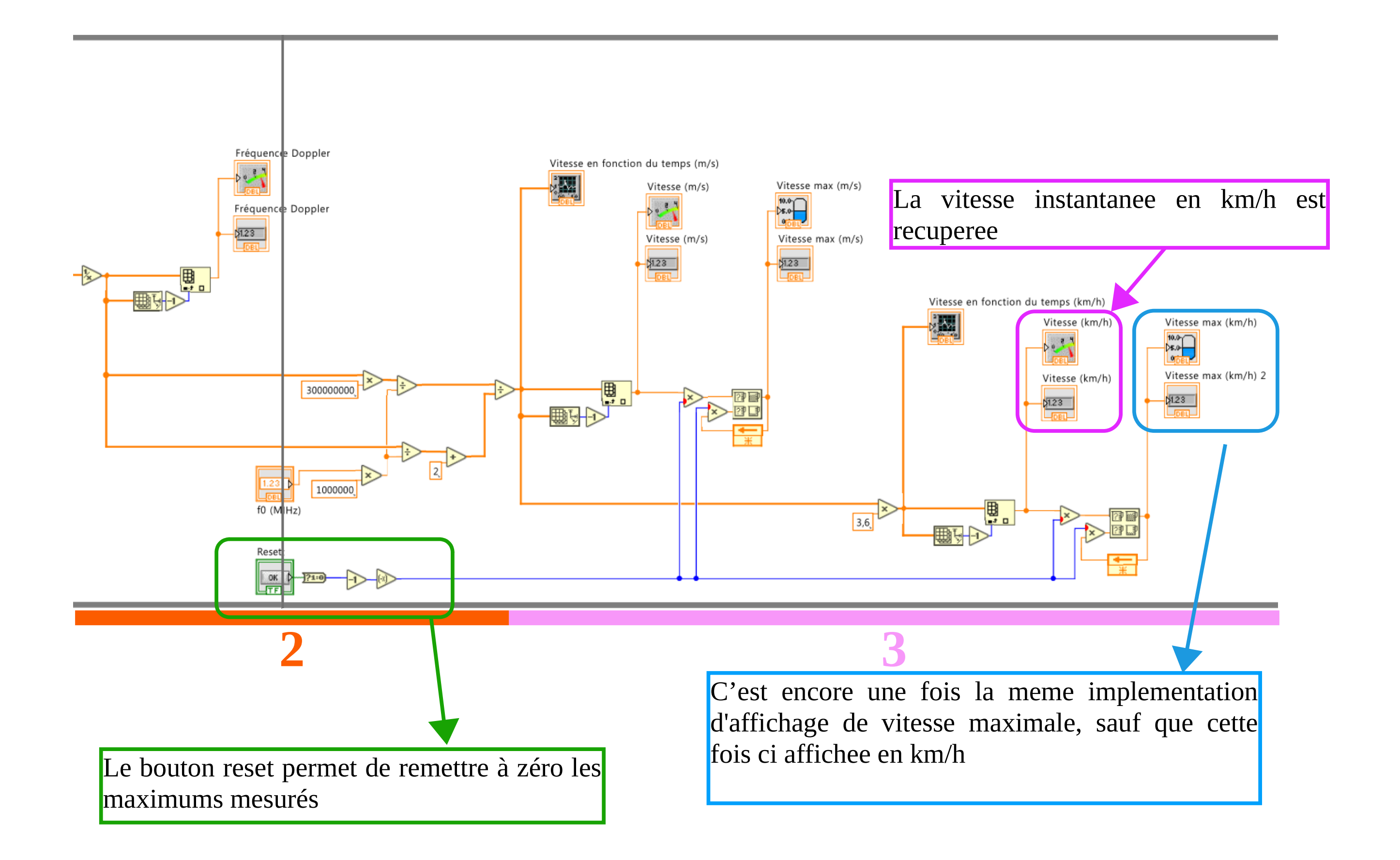
Le fonctionnement restera le meme, car les 7000 derniers echantillons seront preserves.
Vu que les 3 premieres secondes des echantillons sont intraitables, on decide de les supprimer avec le bloc "Delete from Array".





On tente d'implementer l'affichage de la vitesse maximale
Le maximum est choisi en faisant une comparaison entre le record et la valeur acquise le plus récemment.

Maintenant que le projet est déjà fini on s'aperçoit que ce n'était pas la bonne manière de récupérer la vitesse maximale car seulement la dernière valeur du tableau de vitesses est utilisée pour déterminer le maximum atteint.
À la fréquence de la période d'acquisition, un signal échantillonné sera acquis. Toutes les périodes Doppler mesurées de ce signal sont ajoutées à un tableau. Ensuite, parmi toutes les mesures acquises en cette période d'acquisition seulement la dernière valeur a été utilisée pour la comparaison du maximum.
Pratiquement, la periode d'acquisition qu'on a choisi est de 10 ms, donc un signal devra etre de 200 Hz pour qu'il y a plusieurs periodes Doppler dans une seule acquisition. On a eu de la chance que cela nous pose pas de probleme.


Fréquence Doppler
Fréquence Doppler
Vitesse en fonction du temps (m/s)
Vitesse (m/s)
Vitesse (m/s)
Vitesse max (m/s)
Vitesse max (m/s)
La vitesse instantanee en km/h est recuperee
Vitesse en fonction du temps (km/h)
Vitesse (km/h)
Vitesse (km/h)
Vitesse max (km/h)
Vitesse max (km/h) 2
300000000
2
1000000
f0 (MHz)
3,6
Reset
2
3
C'est encore une fois la meme implementation d'affichage de vitesse maximale, sauf que cette fois ci affichee en km/h
Le bouton reset permet de remettre à zéro les maximums mesurés

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos
SAE Hyperfréquences

Ceci est la page de devant du programme labview

L'utilisateur definit la frequence d'oscillation en MHz

Vitesse max (m/s)

Vitesse max (km/h)

41,16

TIMOCHENKO Sergey
AJUALIP Carlos

Conclusion

Ce programme fonctionne convenablement pour :

- acquerir la vitesse instantanee (en m/s et km/h) d'une cible se deplacant a moins de 80 km/h,
- afficher des graphes
- afficher la vitesse maximale atteinte (en m/s et km/h)
- preciser la frequence d'oscillation f_0
- remettre a zero les valeurs maximales affichees

Cependant, il n'a pas ete concu correctement et risque de mal fonctionner si :

- la periode d'acquisition augmente
- ou le cahier des charge impose de detecter des deplacements superieurs a 200 km/h

Nous avons une video de fonctionnement du Radar sans la partie Labview (la fréquence Doppler est visualisée sur un oscilloscope):
https://www.bitchute.com/video/tQDwHGT4b20D/